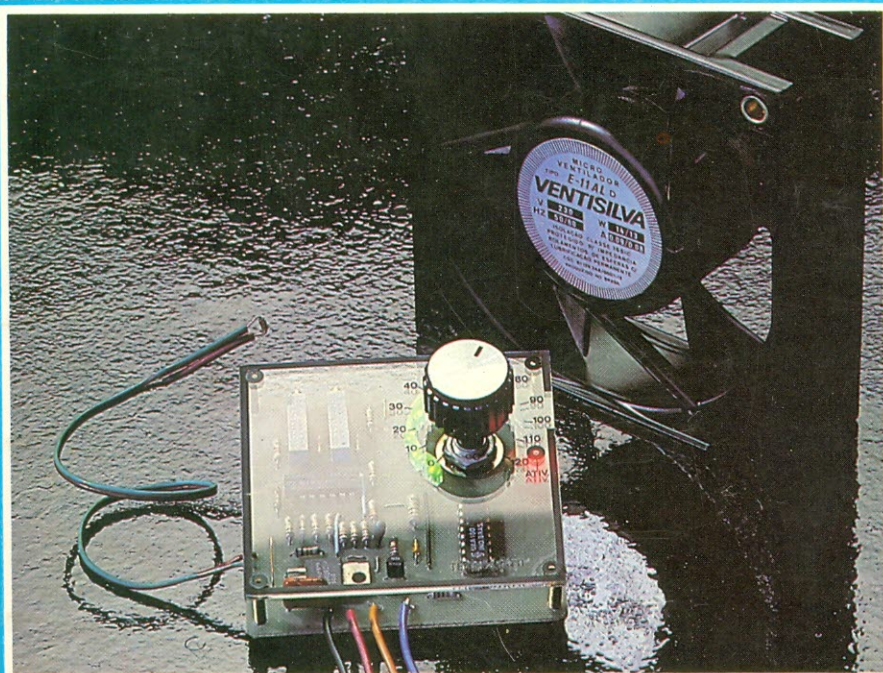


GRÁTIS!
PRESENTE DE
8º ANIVERSÁRIO:
Manual de cabos elétricos
da Pirelli

NOVA ELETRONICA

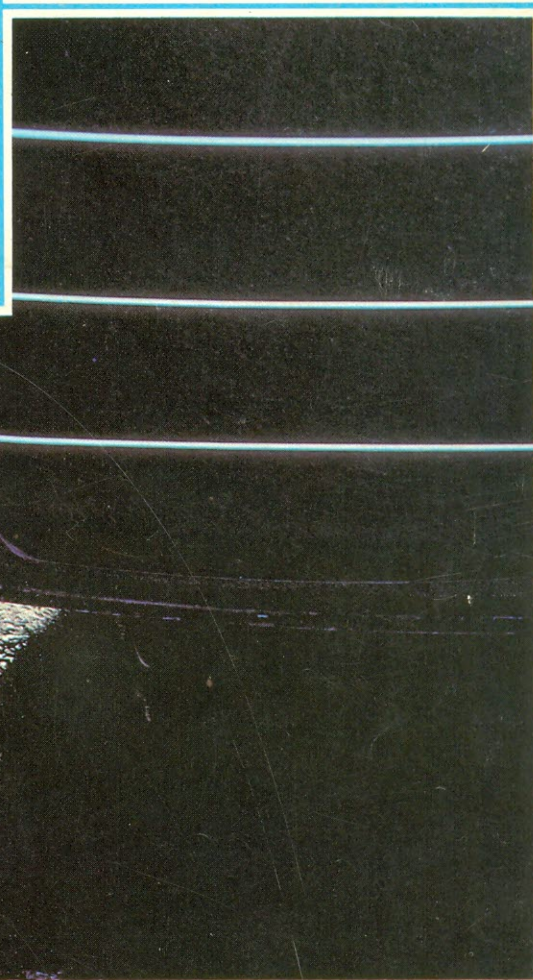
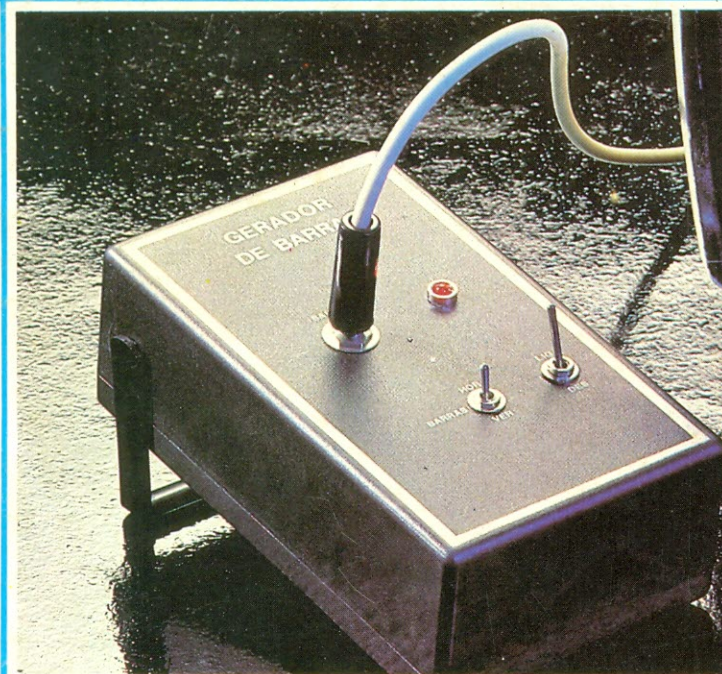
ANO VIII — N.º 96 — FEVEREIRO/85 — Cr\$ 3.900



DUAS SUPER-MONTAGENS:

*Termostato para
medir e controlar a
temperatura entre
0 e 120°C*

*Gerador de barras
com dois padrões*



BYTE

*Interface IEEE-488 para
computadores e instrumentos*

*Como aplicar o micro
ao ferromodelismo*

ÁUDIO

*Discos 78 rpm: recuperação
e conservação*

SUPLEMENTOS ESPECIAIS

*Videocassete — 5º fascículo
Tabela de preços de componentes*

NOVA ELETRONICA

BANCADA

Antologia do TDA3810 _____ 11

Um integrado que simula os efeitos espacial e pseudo-estéreo em rádios e TVs

PRÁTICA

Termostato para aplicações domésticas e industriais _____ 14

Cobre a faixa entre 0 e 120°C e inclui um termômetro analógico com LEDs

Gerador de barras para TV _____ 19

Circuito simples e barato, de sintonia fixa, permite uma série de análises rápidas pelo vídeo

ENGENHARIA

Análise e projeto de filtros — parte IV _____ 24

Prancheta do projetista — série nacional _____ 34

TELECOMUNICAÇÕES

Projeto de antenas com a Carta de Smith — conclusão _____ 37

Radioenlace na faixa de SHF — 1ª parte _____ 46

Operação completa de um sistema transmissor/receptor, estágio por estágio, em SHF

ÁUDIO

Restauração de discos antigos _____ 54

Saiba como tornar-se um "arqueólogo dos 78 rpm": todos os tipos de discos, seus níveis de equalização, formas de restauração e audição

Discos _____ 53

VÍDEO

TV-Consultoria _____ 60

CAPA



Dois úteis circuitos práticos são o tema principal desta edição: um termostato semiprofissional para casas ou indústrias, que pode trabalhar por aquecimento ou resfriamento; e um gerador de barras, acessório indispensável na bancada do técnico de TV.

BYTE

A interface GPIB para computadores — 1ª parte _____ 64

Conheça o padrão mundialmente adotado na comunicação de dados

Controlando ferrovias com o TK-82 _____ 68

Como controlar, através de um micro comercial e alguns circuitos de interface, um complexo sistema de ferromodelismo

PRINCIPIANTE

Os resistores não lineares — 3ª parte _____ 75

Segunda parte dos termistores, agora abordando os elementos tipo PTC

PY/PX

Os birôs de QSL no mundo _____ 81

RST x SINPO _____ 84

Posto de Escuta _____ 86

CURSO

Videocassete — 5º fascículo

SEÇÕES

Cartas _____	4
Notas nacionais _____	6
Notas internacionais _____	8
Astronáutica & Espaço _____	63
Livraria NE _____	73
Livros _____	80
Classificados _____	87

Som espacial e pseudo-estéreo com o TDA 3810

Encapsulado num CI de apenas 18 pinos, com uma ampla faixa de alimentação, esse circuito é capaz de simular ou ampliar o efeito estereofônico em rádios e TVs

Chamado tecnicamente de "processador de som espacial, estéreo e pseudo-estéreo", o novo integrado TDA 3810, da Ibrape, é dirigido especialmente a receptores de rádio e TV mono ou estereofônicos. No caso dos aparelhos monofônicos, ele é capaz de simular o efeito estereofônico, enquanto que nos aparelhos estéreo de pequeno porte ele melhora esse efeito.

De fato, os receptores estéreo de TV e os rádios portáteis estéreo exibem uma base estereofônica bastante estreita, o que resulta num desempenho relativamente pobre. Por outro lado, o som monofônico ainda impera nos aparelhos de TV, o que em muitos casos deixa a desejar, ainda mais se comparado à qualidade atual de imagem.

No entanto, o efeito estéreo pode ser substancialmente melhorado através de tratamento eletrônico (efeito espacial). E se o sinal mono for dividido em dois canais, com a introdução de um retardo entre eles, será possível criar a impressão de som estereofônico (efeito pseudo-estéreo).

O novo CI é capaz de proporcionar tais efeitos apenas com o auxílio de um punhado de componentes externos, todos passivos. Ele concentra, assim, num espaço mínimo, as funções que normalmente seriam desempenhadas por uma série de circuitos discretos, contendo amplificadores operacionais, chaves eletrônicas e excitadores para diodos LED.

Características — A pinagem completa do TDA 3810 pode ser vista na figura 1 e seu diagrama de blocos interno, na figura 2. Seu encapsulamento é o DIP plástico de 18 pinos. As tabelas 1 e 3 reúnem todas as características elétricas necessárias ao projeto de circuitos, sendo a primeira de valores máximos admissíveis pelo integrado e a segunda, de valores típicos, máximos e mínimos de operação normal.

Além das modalidades espacial e pseudo-estéreo, o CI permite a comutação para estéreo ou mono convencional, caso o sinal deva ser reproduzido em sua forma original. As duas modalidades especiais são indicadas por dois LEDs externos e a seleção entre elas é feita através de níveis lógicos compatíveis com TTL, aplicados aos pinos 11 e 12 do CI, que acionam chaves eletrônicas internas.

Esses níveis lógicos e a respectiva indicação dos LEDs estão reunidos na Tabela 2, a fim de facilitar eventuais projetos. Na prática, os níveis comutadores podem ser fornecidos diretamente por um decodificador estéreo.

Para que o integrado pudesse adaptar-se aos mais variados circuitos (desde rádios portáteis a receptores de TV), foi prevista para ele uma larga faixa de tensões de alimentação: de 4,5 a 16,5 V. Além disso, segundo seu fabricante, cuidados foram tomados para que o CI, como um acréscimo ao circuito de TVs e rádios, não representasse uma carga adicional de distorção e relação sinal/ruído. A comutação de uma modalidade para outra também recebeu atenção especial, sendo totalmente silenciosa.

As entradas do circuito incorporam estágios casadores tipo *buffer*, tornando suas funções praticamente independentes dos componentes ali acoplados e de sua impedância de saída. Os níveis de operação de todo o conjunto foram estabelecidos através de uma tensão interna de referência, asse-

Máximos valores absolutos

Tabela 1

símbolo e parâmetro	valor
(V _{cc}) Tensão de alimentação (pino 18)	18 V
(I _{cc}) Corrente de alimentação (pino 18)	12 mA
(T _A) Faixa de temperaturas de operação	-20 a +70 °C
(R _{th cr-a}) Resistência térmica (do cristal ao ambiente)	80 K/W

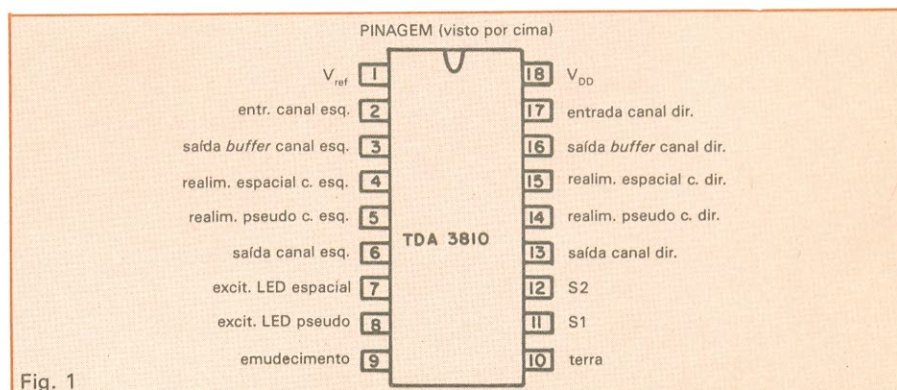


Fig. 1

gurando um controle de nível uniforme em todos os estágios. Ademais, o integrado permite um dimensionamento bastante folgado de circuitos de filtro para a modalidade pseudo-estéreo e a seleção de resistores externos para a modalidade espacial, sem que haja o risco de geração de ruídos e interferências na comutação entre modalidades. Apenas circuitos externos de alta impedância poderão provocar acréscimo de ruído, em situações realmente desfavoráveis. Por fim, todas as entradas

e saídas estão protegidas contra curto-circuitos e as entradas de controle (pinos 11 e 12) dispõem de proteção contra sobretensões temporárias.

Modos de operação — No caso da modalidade espacial, que serve para ampliar uma base estéreo muito estreita, as entradas inversoras de dois operacionais — um para cada canal — são conectadas entre si através de um resistor. Os dois amplificadores incorporam seus próprios resistores de alimen-

tação, instalados entre a saída e a entrada inversora. A razão entre os resistores determina o valor do *crossstalk* de antifase (interferência mútua entre os canais do sinal estéreo) em aproximadamente 50%. Isso cria uma aparente ampliação da base estereofônica, por intermédio de tratamento eletrônico.

A criação do efeito pseudo-estéreo é uma operação bem mais complexa e crítica, porém. Ele é gerado pela introdução de um retardo entre dois canais do mesmo sinal, normalmente da

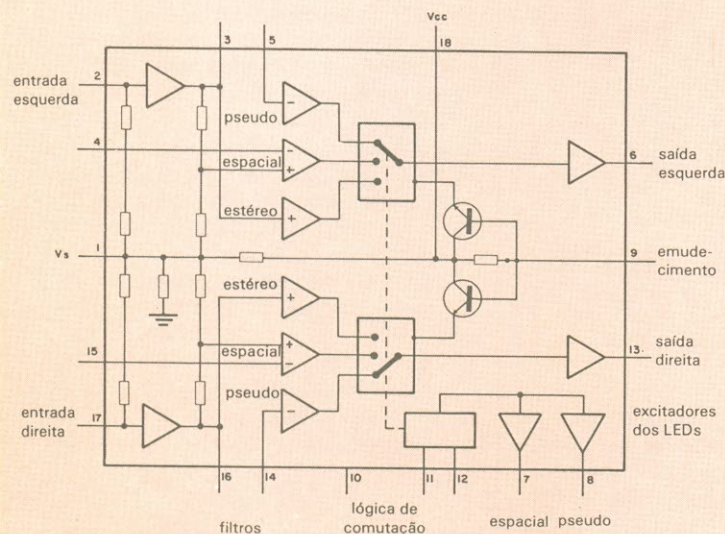


Fig. 2

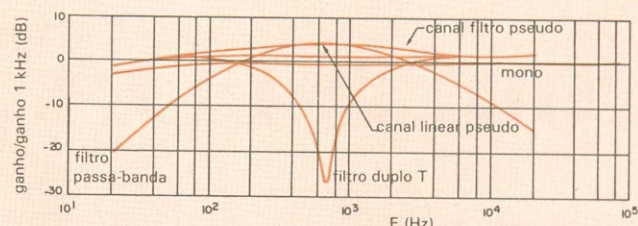


Fig. 3

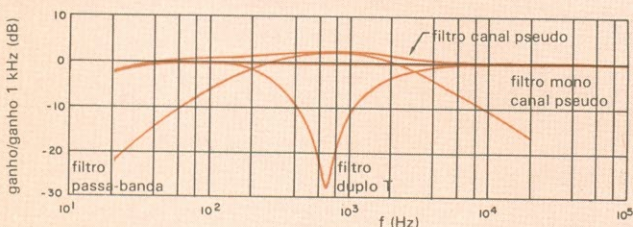
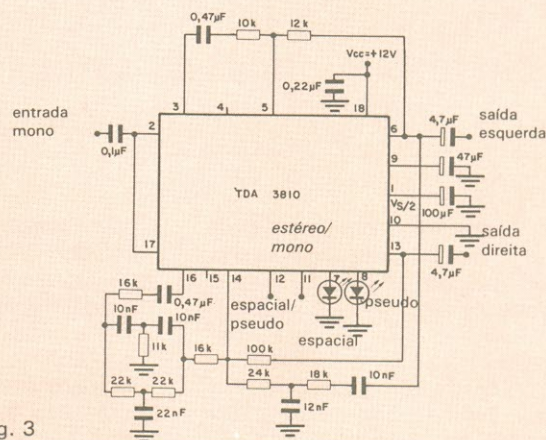


Fig. 4

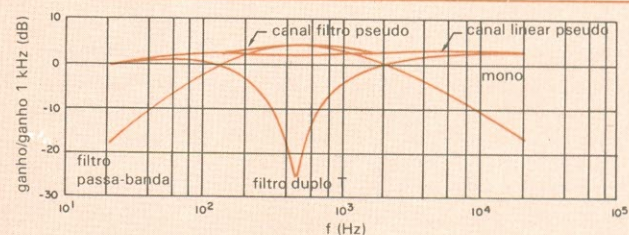
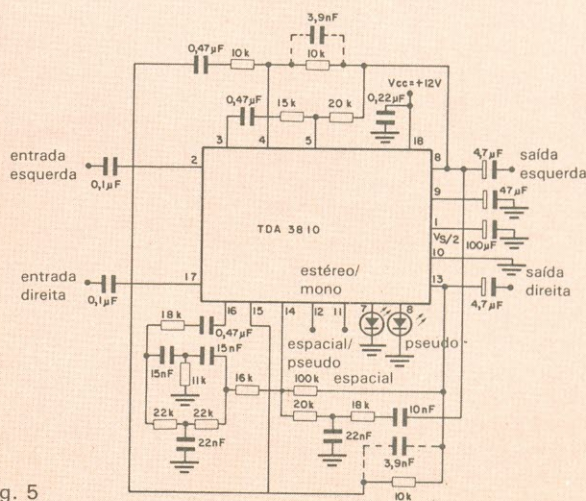


Fig. 5



ordem de 500 μ s, por meio de redes externas de capacitores e resistores.

Quando incluído em circuitos de rádios e TVs, o CI deve ser disposto após qualquer controle eletrônico (incluindo o de balanço), a fim de evitar influências indesejáveis de relação de fase na modalidade espacial e permitir o con-

trole de balanço na modalidade pseudo-estéreo. Nas figuras 3, 4 e 5 podemos ver três aplicações típicas do TDA 3810, a primeira exclusivamente para converter sinais monofônicos em pseudo-estéreo. Junto a cada figura estão também as curvas características de filtros e do CI.

Entradas e LEDs de controle

Tabela 2

modalidade	estado dos pinos de controle		LED do som espacial	LED do som pseudo-estéreo
	pino 11	pino 12		
mono/pseudo-estéreo	"1"	"0"	apagado	aceso
estéreo espacial	"1"	"1"	aceso	apagado
estéreo	"0"	X	apagado	apagado

"0" = 0 a 0,8 V (tensão mais negativa)

"1" = 2 V a V_{cc} (tensão mais positiva)

X = indiferente

Características elétricas CC

($V_{cc} = 12$ V; $T_A = 25^\circ\text{C}$)

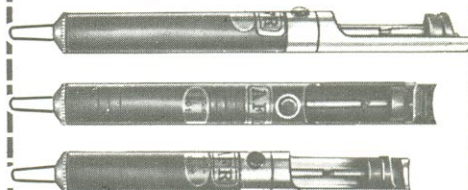
Tabela 3

símbolo e parâmetro	condições de teste	valores		
		mín.	tip.	máx.
(V_{cc}) Faixa de tensões de alimentação (V)	(pino 18)	4,5		16,5
(I_{cc}) Faixa de correntes de alimentação (mA)			6	12
(V_s) Tensão de referência (V)		5,3	6	6,7
(V_e) Tensão de entrada (V)	(pino 2 ou 17) THD = 0,2%			2
(R_e) Resistência de entrada (k Ω)	(pino 2 ou 17)	50	75	
(G_v) Ganho de tensão — V_s/V_e (dB) (α) Separação de canais — R_L (dB)		60	0 70	
(THD) Distorção harmônica total (%)	$f = 40/16\,000$ Hz $V_s = 1$ V		0,1	
(RR) Rejeição do ripple da fonte (dB)			50	
(V_n) Tensão de ruído de saída (μ V)			10	
modalidade espacial (pinos 11 e 12 em "1")				
(α) Crosstalk de antifase (%)			50	
(G_v) Ganho de tensão (dB)		1,4	2,4	3,4
modalidade pseudo-estéreo* (entradas de controle — pinos 11 e 12)				
(R_e) Resistência de entrada (k Ω)		70	120	
(I_{cc}) Corrente de comutação (μ A)			35	100
excitadores dos LEDs (pinos 7 e 8)				
(I_s) Corrente para os LEDs (mA)		10	12	15
(V_F) Tensão direta (V)				6

*A qualidade e a intensidade do efeito pseudo-estéreo são determinadas pelos componentes externos de filtragem.



Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS À SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TEFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTIESTÁTICO PARA MOS/LSI.

Suporte para ferro de solda



COM ESPONJA VEGETAL
PARA LIMPEZA
DAS PONTAS

feito por profissionais
para profissionais

AFR

Equipamentos e Acessórios
Eletrônicos Ltda.
Rua Camé, 710
Cep 03121- São Paulo-SP
Telefone: (011) 914-5667

ATENÇÃO
RIO DE JANEIRO

AGORA FICOU MAIS FÁCIL ANUNCIAR EM

NOVA ELETRÔNICA

É SÓ DISCAR
(021) 289-9200

Termostato para uso doméstico e industrial

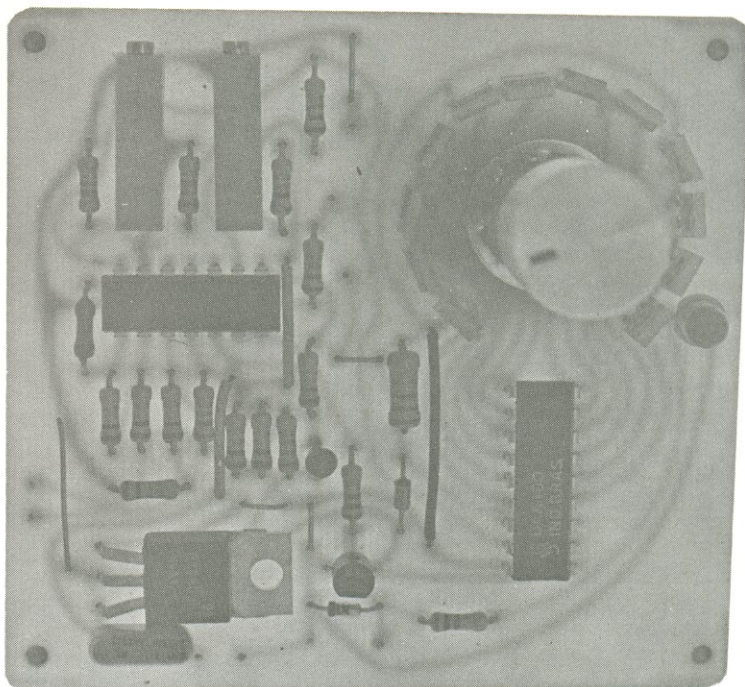
Empregando apenas componentes “fáceis” — incluindo o sensor que é um diodo retificador comum — este circuito trabalha entre 0 e 120°C, tanto para aquecer como para resfriar, e dispõe de um termômetro de LEDs



Um termostato nada mais é que um controlador de temperatura do tipo liga-desliga. Possui um sensor e uma entrada de referência de temperatura, cujos sinais são comparados, acionando o elemento de potência que vai controlar um ventilador/refrigerador ou um aquecedor.

O termostato que estamos propondo apresenta como vantagens a utilização de um sensor de baixo custo (um diodo comum), integrados comerciais e alimentação única de 12 volts. Seu *design* é arrojado, pois dispõe de um termômetro de 12 LEDs dispostos em arco, acompanhando o cursor do potenciômetro de ajuste de referência. Sua indicação é bastante aproximada — de dez em dez graus entre 0 e 120° — mas suficiente para sabermos a ordem de grandeza da temperatura. Como sofisticação adicional foi incluído também um LED para a indicação de carga ativada ou ligada.

Esse tipo de controlador de tempe-



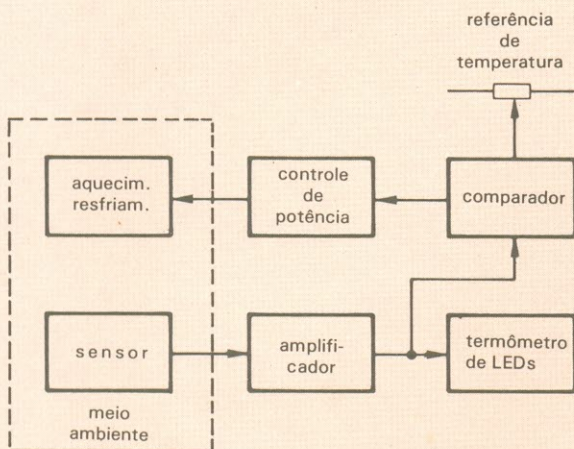


Fig. 1

ratura (*on/off*) é muito utilizado, já que, normalmente, tem-se uma grande inércia térmica na maioria das aplicações. O controle proporcional é necessário apenas quando se requer grande precisão; isso sem levarmos em conta que sua implementação é bastante complexa, pois depende diretamente das variáveis de cada aplicação.

Funcionamento — O diagrama em blocos do circuito aparece na figura 1, e o circuito completo, na figura 2. Começaremos nossa análise a partir do sensor, que nada mais é que um simples diodo tipo 1N4148, polarizado diretamente. Esse dispositivo apresenta uma deriva térmica da ordem de $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, mantendo uma boa linearidade na faixa de utilização que estamos propondo (de 0 a 120°C).

O primeiro estágio (um dos operacionais de CI1) tem ganho unitário e serve apenas para corrigir o nível CC do diodo, de modo a termos uma excursão do sinal dentro da faixa linear desse operacional. O segundo estágio corresponde ao amplificador em si, em configuração não inversora e com os ajustes de ganho e de zero, os quais são citados na parte referente aos testes e calibração.

O sinal na saída do primeiro operacional é aplicado simultaneamente ao voltímetro, formado por um UAA180 (CI2), e ao comparador, onde é compa-

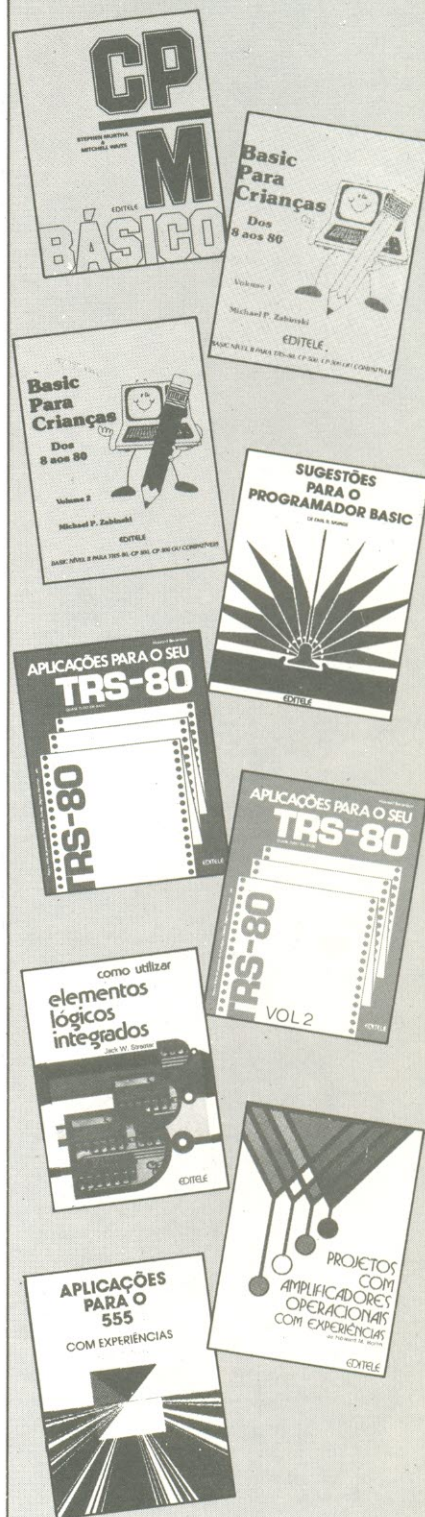
rado com a referência fixada pelo potenciômetro R17. Note que a referência máxima é igual àquela fornecida ao UAA180, que fixa o fundo de escala — possibilitando, assim, relacionar diretamente o ângulo do cursor do potenciômetro com os LEDs acesos.

O sinal na saída do comparador é filtrado pela malha formada por R18 e C1, para evitar transientes no relé, e, portanto, na própria carga. O quarto operacional está configurado como seguidor de tensão (para não “carregar” o filtro e reduzir a impedância de saída), conectado a um transistor excitador, encarregado de acionar o relé R_L .

Os quatro operacionais são incluídos em um só CI, o LM324 que tem como vantagem o fato de necessitar de alimentação simples, o que diminui o custo da implementação do circuito. O UAA180, por sua vez, já é bem conhecido de nossos leitores, pois já o abordamos em montagens dos n.ºs 85 e 95; ele está configurado como simples voltímetro, com fundo de escala de 3 volts. É também importante registrar o fato de termos um regulador tipo 7805, de 5 volts (CI3), com o propósito de isolar a alimentação da parte amplificadora do termômetro.

Montagem — Para esta montagem sugerimos a placa de circuito impresso da figura 3, para a qual encontramos uma excelente solução estética e fun-

LANÇAMENTOS EDITELE



**PROCURE-OS
NAS MELHORES
LIVRARIAS E LOJAS DE
MICROS DO PAÍS**

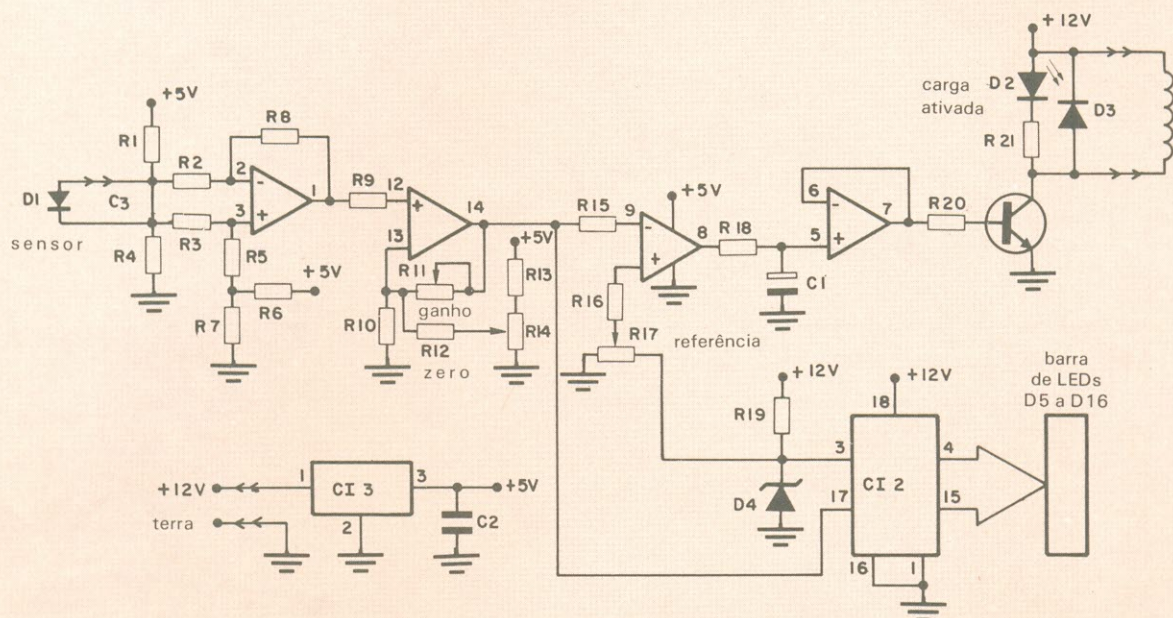


Fig. 2

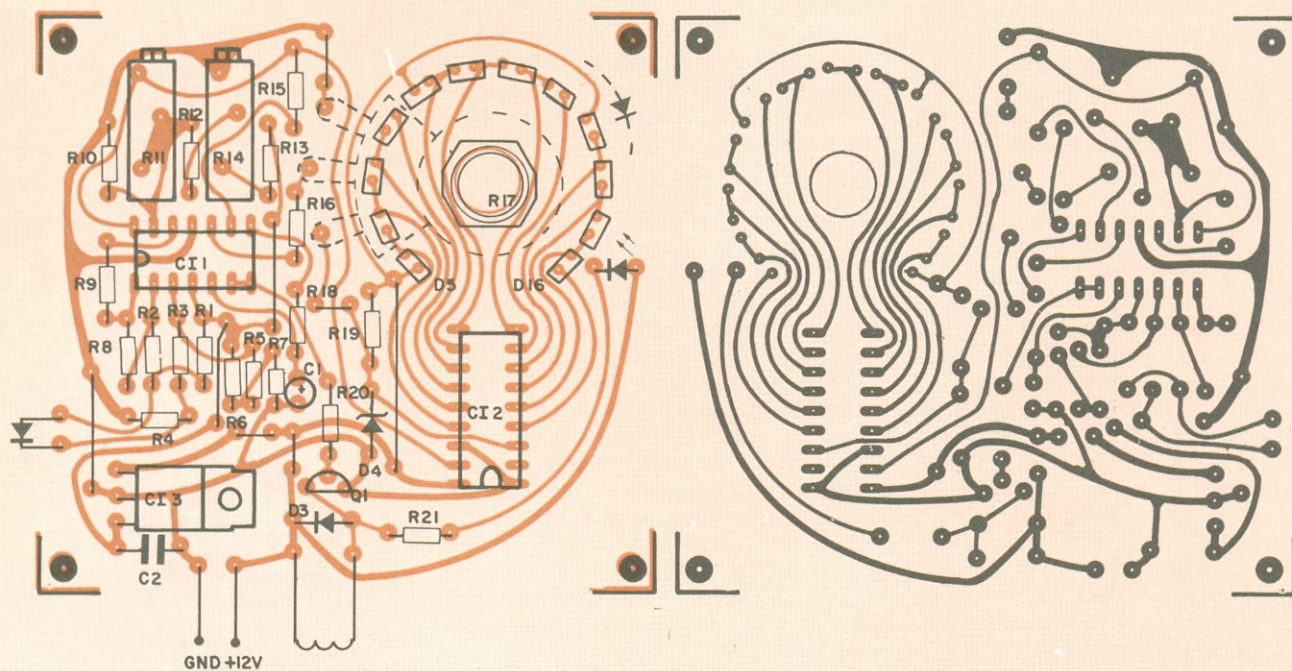


Fig. 3

cional (veja foto). Dessa forma, o cursor do potenciômetro estará sempre indicando o LED correspondente à temperatura ajustada. Antes de começar a soldar os componentes, verifique todas as pistas da placa, evitando perda de tempo, pois ela já foi testada em nosso protótipo e está comprovadamente isenta de erros.

Comece então a colocar os componentes, deixando por último a montagem dos LEDs e do potenciômetro R17. Os LEDs deverão ser montados com altura igual ou mais elevada que a do componente mais alto da placa, de modo a possibilitar a colocação de uma máscara acrílica, como está ilustrado na figura 4 — que mostra também a montagem do potenciômetro, de perfil. O relé, por sua vez, foi deixado fora da placa, devido ao seu tamanho e também para evitar a introdução de ruídos no circuito. A maneira de conectá-lo está ilustrada na figura 5, onde temos a ligação completa do aparelho.

Uma observação importante que de-

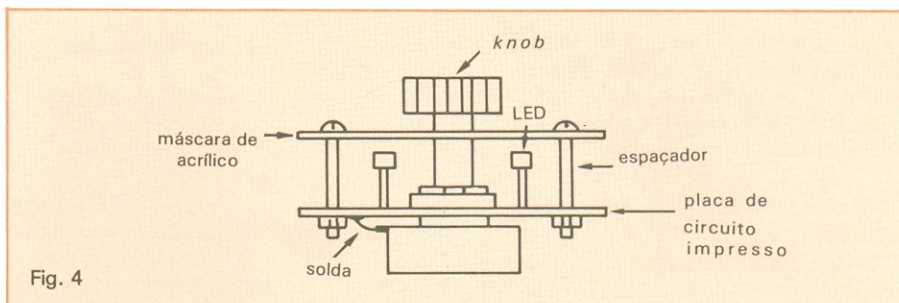


Fig. 4

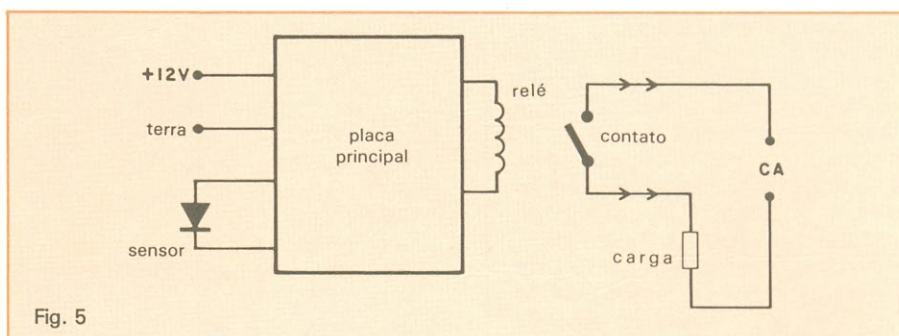


Fig. 5



INTERTEK & MOTOROLA

AGORA NO SEU DISTRIBUIDOR INTERTEK ONDE VOCÊ JÁ ENCONTRAVA:

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

IBRAPE

ICOTRON
Tecnologia Siemens

NEC

SID

National

itaucor

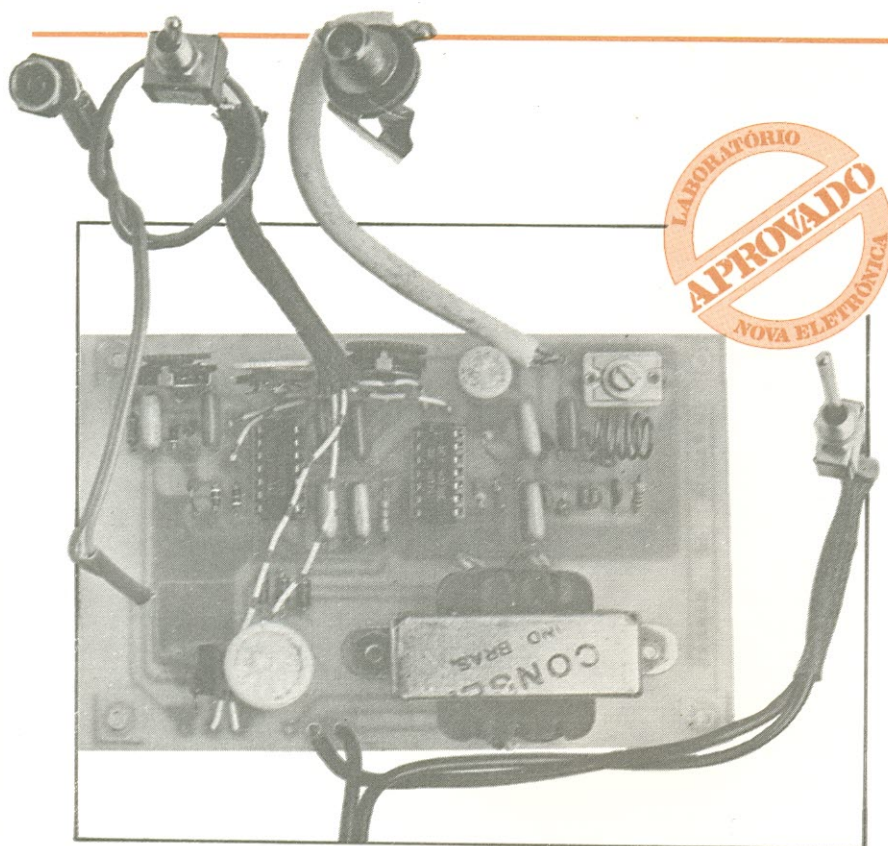
TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

TAMBÉM VAI ENCONTRAR:



MOTOROLA

INTERTEK COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.
SÃO PAULO: Rua Miguel Casagrande, 200
02714 São Paulo - SP
Telefone: (011) 266-2922
Telex: (011) 31280 IELT BR
RIO DE JANEIRO:
Rua República do Líbano, 46 - RJ
Telefone: (021) 224-7098



Um gerador de barras para análise em TV

Uma das grandes dificuldades do técnico reparador, especialmente daquele que está iniciando na profissão, é a aquisição dos vários instrumentos de bancada necessários à perfeita avaliação dos aparelhos eletrônicos. Quase todos têm, hoje em dia, preços proibitivos, limitando as possibilidades do técnico — e também seus ganhos.

Pensando nisso e atendendo inúmeros pedidos de leitores, estamos lançando um prático gerador de barras para TV — juntamente com o projeto de sua placa de circuito impresso e a garantia de vários dias de teste com um protótipo. A primeira coisa em que pensamos foi, além da simplicidade e confiabilidade, no custo: o circuito emprega apenas 2 Cts baratos e um transis-

tor de RF — o suficiente para gerar barras horizontais e verticais com sintonia fixa no canal 2, dispensando os problemáticos circuitos de VHF e exigindo um mínimo de ajustes.

Todo técnico sabe muito bem o que fazer com um gerador de padrão de vídeo, mas vamos enumerar aqui as análises que um circuito simples como esse pode permitir: circuitos horizontal e vertical; nitidez de imagem; brilho; estabilidade do preto; qualidade do branco e do preto; ruído de fundo; ajuste dos controles de linearidade e altura.

Em blocos — Na figura 1 temos o diagrama de blocos do circuito proposto, que nos permite fazer uma rápida análise de sua operação. Podemos ver, primeiramente, o bloco da fonte, res-

ponsável pela alimentação de todo o circuito com uma tensão regulada de 12 Vcc. Ela também fornece ao oscilador vertical uma frequência fixa de 60 Hz, necessária à sincronização da imagem padrão vertical.

Logo a seguir temos os osciladores vertical e horizontal. O primeiro dispõe de dois ajustes individuais: TP1, que determina o tempo de atividade do oscilador, permitindo a variação da largura das barras verticais; e TP2, que ajusta a frequência de saída. O oscilador horizontal é ajustado somente através de TP3, que determina o número de barras horizontais na tela.

A chave CH2 apenas seleciona o padrão (barras horizontais e verticais) entregue ao último bloco, o oscilador de RF. Este estágio produz uma frequência fixa, correspondente ao canal 2 (entre 54 e 60 MHz) e modulada com o padrão selecionado. A saída desse bloco apresenta uma impedância de 75 ohms, aproximadamente, podendo ser diretamente acoplado à entrada de antena do receptor por meio de um cabo coaxial.

O circuito — A figura 2 traz o diagrama completo do gerador de barras, que agora pode ser analisado mais detalhadamente. Vamos começar pela fonte, formada por T1, D1, D3, C11, C1 e C2, e que fornece os 12 volts retificados e regulados necessários ao circuito. O diodo D2, por sua vez, retifica em meia onda o sinal CA de 12 V, permitindo que o divisor composto por R2 e R3 forneça uma frequência fixa de 60 Hz a um dos disparadores *Schmitt* de C12 (mais exatamente no pino 1 de C12).

Assim, no pino 2 desse integrado (saída do *Schmitt trigger*) temos o mesmo sinal de 60 Hz, porém convenientemente “quadrado”, transições rápidas de subida e descida — condição ideal para produzir barras bem definidas na tela. Esse sinal é então aplicado à rede formada por C4, D4 e R4, que, em conjunto com outro disparador de C12, “estrita” adequadamente o sinal de sincronismo, injetando-o depois em uma das portas NE de C13 (pino 1).

Nesse ponto do circuito, a função de meia seção de CH2 é deixar passar esse sinal somente quando for requisitado o padrão vertical.

O oscilador vertical é composto por C5, TP2, R5 e mais um dos disparadores de C12; ele é diretamente ligado a um monoestável composto por C6, D5, R7, TP1 e um *Schmitt trigger*. Nessa

malha, TP1 altera o tempo ativo do sinal, enquanto TP2 ajusta a frequência em um múltiplo de 15 750 Hz.

O oscilador horizontal dispõe de um conjunto semelhante: o oscilador, formado por C7, R6, TP3 e um disparador; e o monoestável, por C8, R8, D6 e outro *Schmitt*. O período ativo do sinal, nesse caso, é fixado por R8.

Assim, após a outra metade de CH2 temos à disposição tanto o sinal horizontal como o vertical, dependendo da comutação da chave. Observe que quando está comutada para a posição "vertical", o sinal aplicado ao pino 13 de CI3 será combinado, na porta NE, com os 60 Hz vindos do pino 3 do mesmo

integrado. Por outro lado, na posição "horizontal", o pino 12 de CI3 passa a receber um nível alto constante, deixando passar somente o sinal horizontal para o último estágio.

Deixando a porta NE (pino 11 de CI3), o sinal é finalmente aplicado, através de C12, ao oscilador de RF composto por Q1 — cuja frequência é determinada por L1 e Cv. Esse estágio é um clássico oscilador a transistor, ligeiramente modificado pela adição de C13 e R12, que "estreitam" sua banda de frequência e elevam a estabilidade de oscilação.

Os resistores R11, R12 e R13 fixam o ponto de operação do transistor, en-

quanto C15 promove a realimentação necessária ao funcionamento do oscilador. Por fim, C16 desacopla a tensão CC do sinal de radiofrequência que é aplicado aos terminais de antena do receptor.

Montagem — A placa de circuito impresso projetada por nós e utilizada no protótipo aparece na figura 3, vista por ambas as faces, em tamanho natural. Como a confiabilidade dessa placa já foi comprovada em nossos testes, recomendamos que ela seja adotada por todos os montadores do gerador de barras. Não aconselhamos, também, a utilização de componentes usados ou de "sucata" (principalmente os capacitores). Quanto aos CIs, seria melhor que fossem montados sobre soquetes, ao invés de soldados diretamente à placa.

A bobina L1 deve ser confeccionada pelo próprio montador; ela é composta de 6 espiras de fio 20 ou 22 AWG, núcleo de ar, com um diâmetro aproximado de 1 cm. As espiras, inicialmente, podem ser enroladas bem próximas entre si. O capacitor variável Cv é um pequeno *trimmer* de mica e base de cerâmica, do tipo normalmente encontrado em rádios portáteis. Ele não possui cursor e sua capacitância é variada através de um parafuso, que controla a dis-

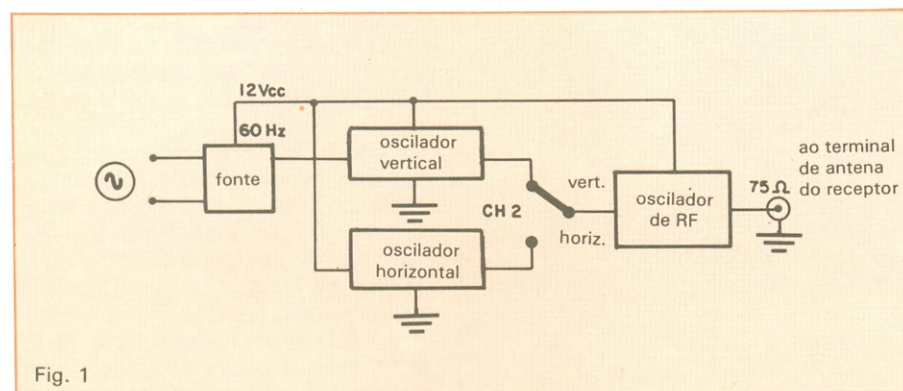


Fig. 1

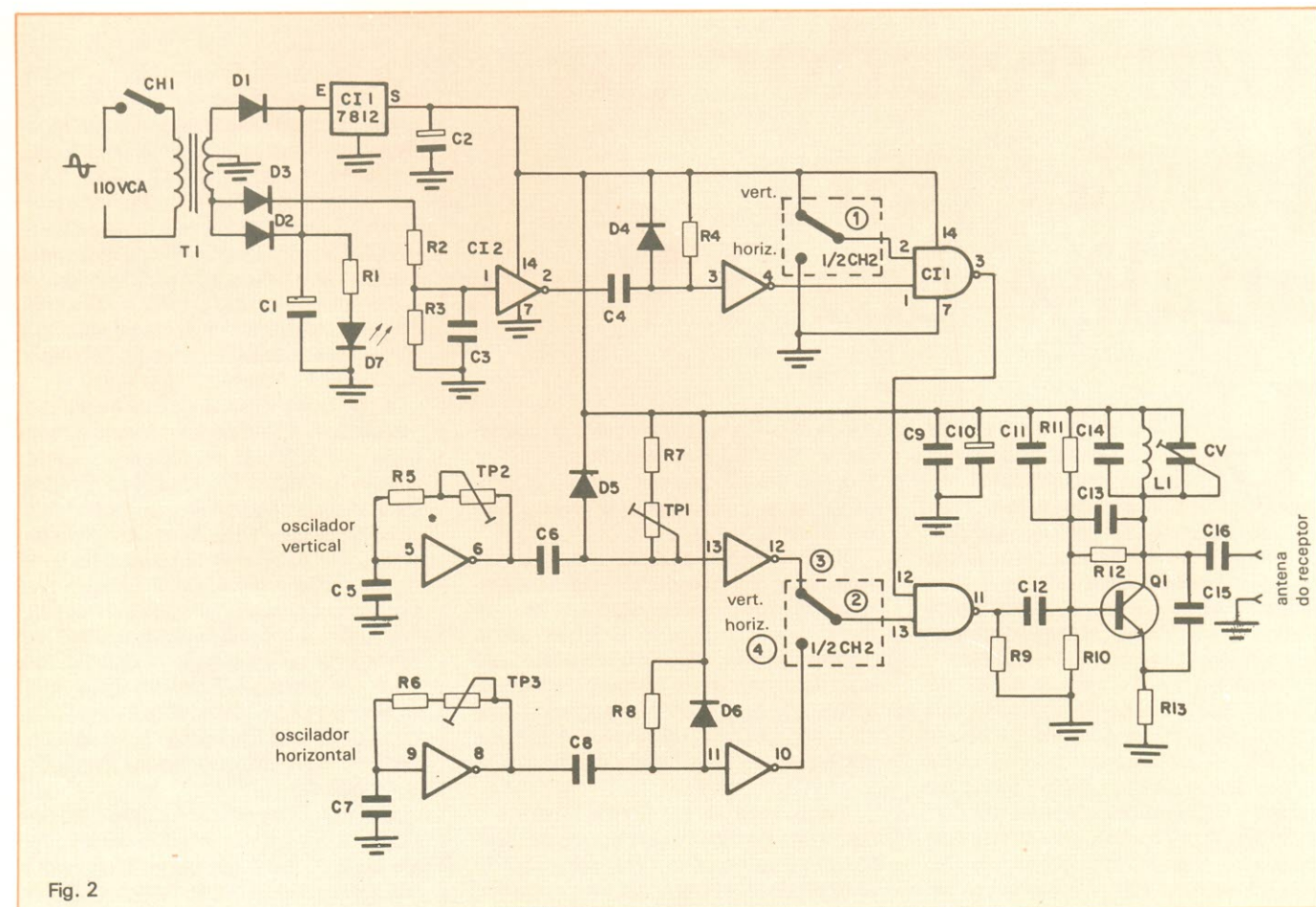


Fig. 2

tância entre suas placas.

Esse *trimmer* deve ser ajustado, quando chegar a hora, com uma chave de fenda plástica, facilmente encontrada no comércio especializado. Observe, pela figura 3, que esse componente deve ser soldado à placa respeitando-se uma determinada posição (o terminal da placa mais externa ou superior voltado para a esquerda, olhando-se a placa de frente).

Para facilitar a soldagem da chave CH2, foram numerados os pontos de conexão, tanto no esquema da figura 2 como na placa da figura 3. O LED D7 pode ser ligado de duas formas diferentes — diretamente na placa de circuito impresso ou através de fios de extensão, para fixação num painel. Observe, ainda, a posição correta de C11 (o regulador da fonte), guiando-se pela indicação da face metálica traseira do componente.

Na foto 1 temos uma visão de conjunto de nosso protótipo. Veja que a ligação entre a placa e o *jack* de saída deve ser feita, obrigatoriamente, com um cabo blindado.

Ajustes e operação — Terminada e conferida a montagem, podemos passar ao ajuste do aparelho, obedecendo à seguinte seqüência:

1 — Com um televisor ligado próximo ao circuito e sintonizado ao canal 2, liga-se o gerador de barras, mas com C12 e C13 fora de seus soquetes; o LED deverá acender. Em seguida, ajusta-se o capacitor Cv para mínima capacitância (totalmente fechado) e vai-se abrindo aos poucos a distância entre as espiras de L1, até que o sinal gerado comece a gerar interferência na TV.

Logo que isso ocorrer, ajusta-se lentamente o *trimmer*, até a tela do aparelho ficar totalmente negra. Obtido esse efeito, deve-se ligar e desligar várias vezes o gerador, a fim de comprovar a estabilidade do sinal de RF.

2 — Desliga-se então o circuito e insere-se os integrados C12 e C13.

3 — Liga-se novamente o gerador, agora com seu circuito completo, e com CH2 comutada para a posição "vertical", ajusta-se TP2 até que apareça na tela o padrão vertical, como indica a foto 2. Uma vez obtida a imagem, ela será correspondente à única posição estável do trimpot TP2. Poderão ser necessários pequenos ajustes na frequência de RF, através de Cv, para se conseguir uma boa definição de imagem. O trimpot TP1 poderá então ser

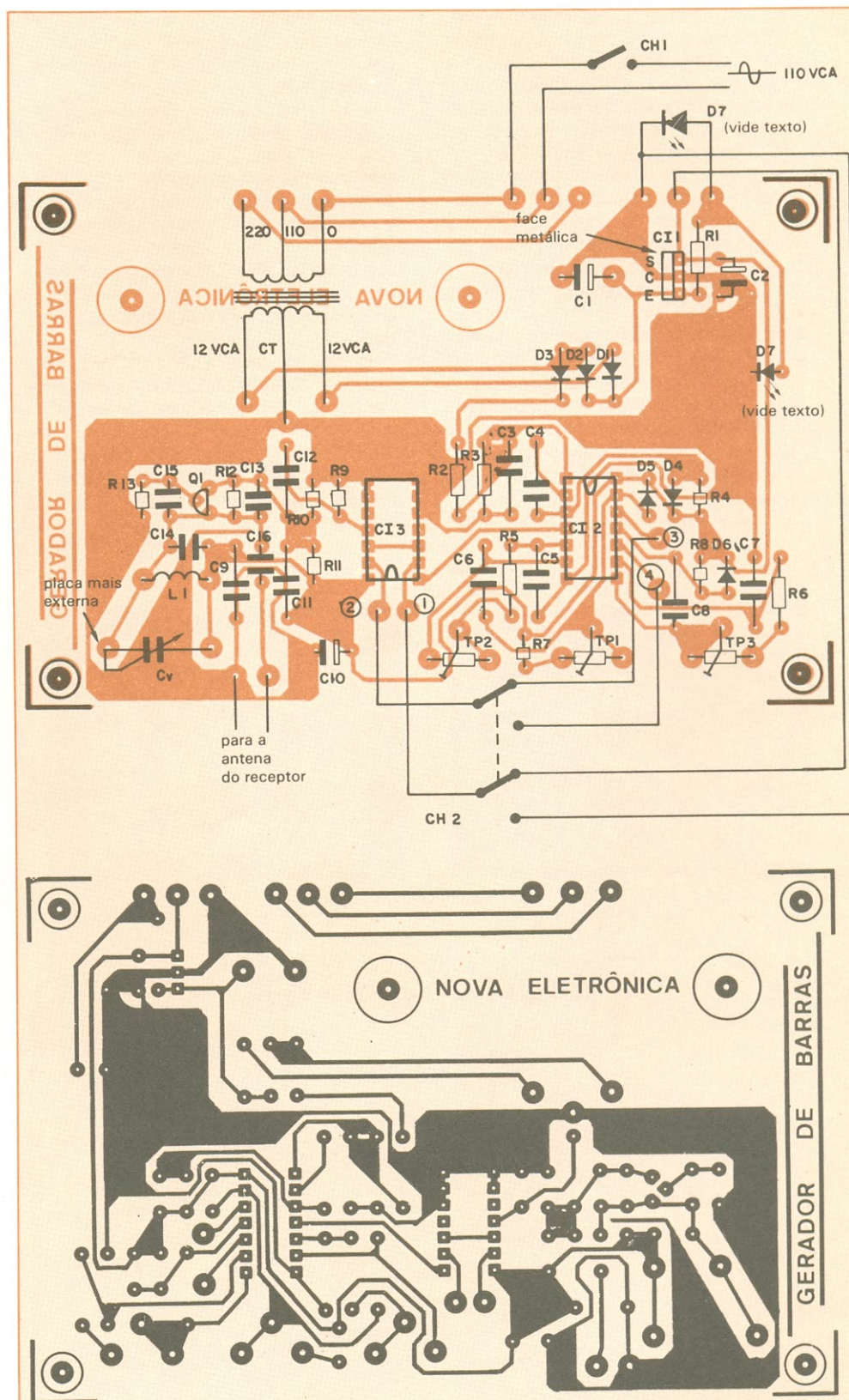


Fig. 3

ajustado para uma largura adequada das barras.

4 — Comuta-se então CH2 para a posição "horizontal" e atua-se sobre TP3 para definir o número de barras horizontais na tela. Em nosso protótipo, esse trimpot foi ajustado para a obtenção de 4 barras, conforme nos mostra a foto 3. Obtido esse resultado, o aparelho deverá ficar ligado por duas horas, pelo menos, para se confirmar a estabilidade do circuito e realizar eventuais ajustes finos no capacitor Cv e no trimpot TP2, em caso de instabilidades.

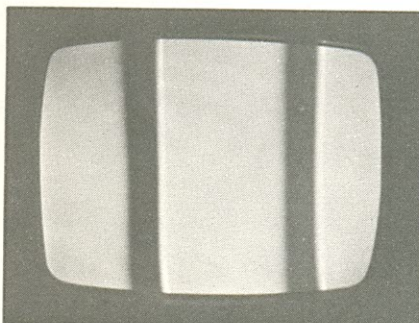
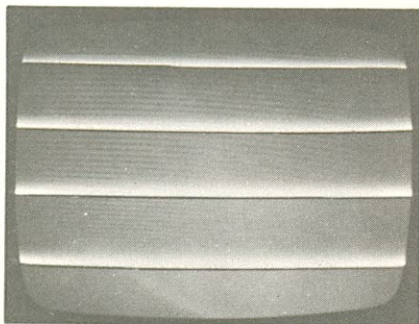
Concluídos os testes e confirmados funcionamento e estabilidade do circuito, ele pode ser instalado numa caixa apropriada, plástica ou metálica. Em nosso protótipo, utilizamos uma caixa padronizada em plástico preto, medindo 19 cm de altura, 11 cm de largura e 6 cm de profundidade, que se adaptou perfeitamente às dimensões da placa de circuito impresso. Ela é dotada de alça e compartimento para pilhas (que no protótipo foi aproveitado para embutir o cordão de força sempre que o aparelho não estiver em uso).

Nossos testes — O protótipo do ge-

rador foi submetido a testes que duraram cerca de 10 dias. Ele foi primeiramente colocado ao lado de um televisor, sem qualquer conexão física com o mesmo, apresentando resultados bastante razoáveis. A interligação através de um cabo coaxial aos terminais de antena da TV veio trazer imagens mais nítidas e estáveis, independentemente da posição do gerador em relação à TV.

Não foi constatada, além disso, a necessidade de um casador de impedâncias (de 75 para 300Ω), pois a potência do sinal gerado compensa largamente as perdas ocasionadas pelo descasamento. Isso foi confirmado ao se injetar o sinal no televisor por meio de um cabo de 75Ω e, depois, através de um casador de impedâncias; as imagens resultantes eram as mesmas nos dois casos.

Devido às características do circuito proposto, não foi possível prever um controle para o número de barras verticais, pois elas sempre aumentarão em múltiplos de 15 750 Hz. Por outro lado, a imagem com maior número de barras não iria apresentar uma boa definição de branco e de preto.



Relação de componentes

RESISTORES

R1-680 Ω
R2,R3,R9- 4,7 kΩ
R4- 150 kΩ
R5,R10- 27 kΩ
R6- 47 kΩ
R7- 1 kΩ
R8- 10 kΩ
R11- 56 kΩ
R12- 33 kΩ
R13- 220 kΩ
(Todos de 1/8 W)
TP1- 4,7 kΩ
TP2- 10 kΩ
TP3- 100 kΩ

CAPACITORES

C1- 1500 μF/25 V (eletrolítico)
C2- 10 μF/25 V (tântalo)
C3,C4,C12- 4,7 nF (poliéster)

metalizado)

C5- 820 pF (cerâmico, disco)
C6- 1,5 nF (poliéster metalizado)
C7- 680 nF (poliéster metalizado)
C8- 10 nF (poliéster metalizado)
C9- 100 nF (poliéster metalizado)
C10- 470 μF/16 V (eletrolítico)
C11- 47 nF (poliéster metalizado)
C13- 5,6 pF (cerâmico, disco)
C14- 27 pF (cerâmico, disco)
C15- 10 pF (cerâmico, disco)
Cv- ver texto (30 pF)
C16- 2,2 pF (cerâmico, disco)

SEMICONDUCTORES

Q1- BF494
CI1- 7812

CI2- 40106 ou 74C14

CI3- 4011
D1,D2,D3- 1N4002
D4,D5,D6- 1N4148
D7- LED vermelho comum

DIVERSOS

L1- ver texto
CH1- chave liga, desliga, tipo miniatura
CH2- chave dois pólos, duas posições, tipo miniatura
T1- transformador 110/220 V — 12 + 12 V, 300 mA
Placa de circuito impresso
Cabo blindado (75 Ω)
Fios de interligação
Espaguete para isolamento
Jack de saída
Moldura para o LED
Caixa plástica padronizada



Curso Magistral em ELETRÔNICA

Instituto Nacional CIÊNCIA

TODA A ELETRÔNICA EM UM SÓ CURSO MAGISTRAL

Você receberá em 48 Remessas, mais os Prêmios ao Graduado, todos os Elementos, Materiais, Ferramentas, Aparelhos, Kits, Instrumentos e TV a Cores completo que lhe entrega CIÊNCIA para sua mais completa e Garantida formação Técnico-Profissional.

NOVO MÉTODO M.A.S.T.E.R. COM MULTIPRÁTICA EM CASA

O Instituto Nacional CIÊNCIA incorporou o Método MASTER com total segurança e válido Treinamento em seu Lar com os Textos e Equipamentos de MULTIPRÁTICA EM CASA, e um opcional e valioso TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL.

TUDO GRADUADO DE TÉCNICO EM ELETRÔNICA SUPERIOR TERÁ RECEBIDO:

- 1 SUPER KIT Experimental GIGANTE para experimental progressivamente 20 Aparelhos Eletro-Eletrônicos mais 3 Instrumentos Exclusivos (Em Caixas Metálicas, não Plásticas), com todos os Materiais necessários para fazê-los funcionar, montados por você mesmo!!!
- 24 Ferramentas de Oficina.
- 1 Laboratório para Fabricar Placas de C.I.
- 6 Reprodutores de som (Autofalantes e Tweeters).
- 1 Gravador K-7 e 6 Fitas Didáticas pré-gravadas.
- 1 Gerador de AF e RF, com Garantia de Fábrica.
- 1 TV a Cores completo.
- 1 Gerador de Barras para TV, com Garantia de Fábrica.
- 1 Multímetro Digital, com Garantia de Fábrica.

BENEFÍCIOS EXCLUSIVOS:

Em forma inédita no Brasil você poderá capacitar-se em eletrônica com o mais completo e moderno Material Didático.

O valioso e completo Equipamento que entregamos, mais os importantes Textos e Manuais Profissionalizantes e de Empresas do "CEPA — GENERAL ELECTRIC — GETTERSON — HASA — HITACHI — MEGABRAS — MOTOROLA — PHILCO — PHILIPS — R.C.A. — SANYO — SHARP — SIEMENS — SONY — TELERAMA — TEXAS — TOSHIBA, WESTINGHOUSE Co, e outros, mais Lições TEMA A TEMA, Circulares Técnicas, PASTAS e Materiais Técnicos Didáticos diversos, mais as BOLSAS DE ESTUDO COMPLETAS de Especialização para nossos Graduados, com Estágios em Empresas e no CEPA.

Esta OBRA EDUCACIONAL é uma realidade graças ao apoio e respaldo que importantes Instituições, Empresas e Editoriais Técnicas brindam com todo merecimento a CIÊNCIA, pelo sólido prestígio ganho em base a cumprimento, ideais de serviço e autêntica responsabilidade.



Projeto e análise de FPB e FPF pela teoria clássica

Concluimos o estudo da teoria clássica,
apresentando um projeto de filtro
passa-baixas e a análise de um
passa-faixas segundo o método m-derivado

O projeto que descrevemos a seguir é extremamente oportuno para demonstrar o papel desempenhado pelas células fundamentais e m-derivadas bem como pelas funções das meias seções. Através desse exemplo é possível verificar a forma pela qual o parâmetro m é imposto, e como é feita a estimativa do número e dos tipos de células que tomarão parte do futuro filtro. O exemplo é igualmente ilustrativo de como os blocos são agregados e das influências secundárias das meias seções casadoras. Para tanto, vamos imaginar a seguinte situação: uma certa aplicação requer um filtro passa-baixas, que, no entanto, deve obedecer a uma série de exigências relacionadas na Tabela 1 (cinco no total). Como se desenvolvem os cálculos para o atendimento destas especificações? Esboçemos, primeiramente, a função "resposta em frequência" para este filtro. A partir daí teremos condições de decidir sobre quais tipos de módulos necessitam ser compostos e adicionados à rede a ser projetada (veja fig. 1).

A escolha das células — Em primeiro lugar, sabemos que nossa rede deverá portar uma célula do tipo fundamental (T ou π), de modo a garantir a exigência n.º 4 (elevada atenuação para frequências bem acima do corte). Registre-se que o atendimento dessa condição é impossível com a utilização única de seções m-derivadas (as células

m-derivadas impõem uma atenuação constante para frequências muito superiores à de corte, ditada pelo valor $\ln \left(\frac{1+m}{1-m} \right)$, segundo a figura 2).

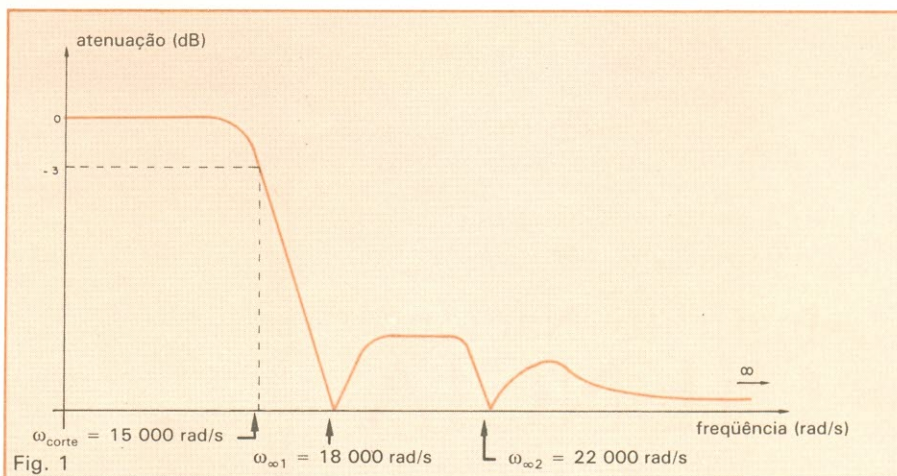
O Quadro 1, por sua vez, porta os cálculos necessários ao dimensionamento de uma célula fundamental (tipo T) para o referido filtro passa-baixas. Normalizando as frequências envolvidas, chegamos aos seguintes valores: $\omega_{\text{corte}} = 1$ rad/s; $\omega_{\infty 1} = 1,2$ rad/s; $\omega_{\infty 2} = 1,47$ rad/s e $Z_0 = 1 \Omega$.

Para atenuar drasticamente os sinais com frequências normalizadas de 1,2 rad/s e 1,47 rad/s, necessitamos empregar seções m-derivadas (uma seção para cada frequência considerada), co-

mo descrevem os quadros 2 e 3. Observemos, nas deduções correspondentes, a relação entre a frequência ω_{∞} e o valor de m que vai lhe dar origem, através da fórmula já estudada:

$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{\omega_{\text{corte}}}{\omega_{\infty}} \right]^2}$$

Meias seções para o casamento de impedâncias — As meias seções casadoras, como sabemos, são constituídas a partir de células com $m = 0,6$. É importante perceber, todavia, que sua introdução imporá uma terceira frequência para a qual teremos uma atenuação teoricamente infinita. Ao inter-



Resposta em frequência a ser alcançada pelo filtro em pauta.

Tabela 1

Exigência n.º	Descrição
1	Frequência de corte (ω_c) de 15 000 rad/s.
2	Atenuação extremamente elevada na frequência de 18 000 rad/s ($\omega_{\infty 1}$).
3	Atenuação extremamente elevada na frequência de 22 000 rad/s ($\omega_{\infty 2}$).
4	Atenuação extremamente elevada para frequências muito maiores que a de corte ($\omega_{\infty 3} \gg \omega_c$).
5	Impedância $Z_0 = 900 \Omega$ na faixa de passagem.

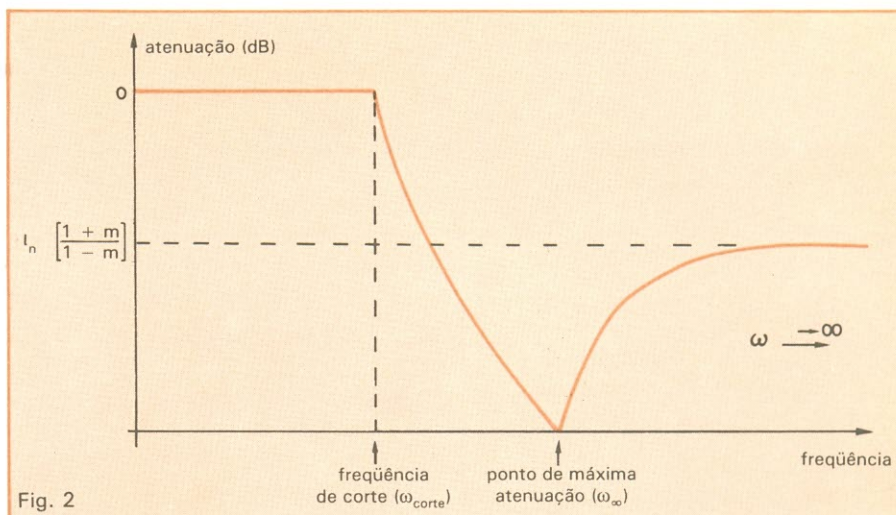


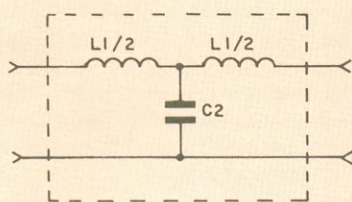
Fig. 2

O comportamento genérico de um FPB m-derivado

Cálculos para dimensionar uma célula fundamental

Quadro 1:

1) a célula (seção T) para um FPB:



2) relações entre L_1 , C_2 , Z_0 e ω_{corte} :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad \omega_{corte} = \sqrt{\frac{2}{L_1 C_2}}$$

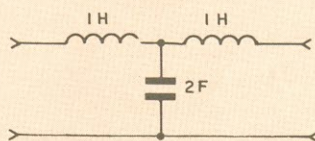
como $Z_0 = 1 \Omega$ e $\omega_{corte} = 1 \text{ rad/s}$, obtemos:

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1 \quad \text{e} \quad \frac{2}{\sqrt{L_1 C_2}} = 1$$

resultando para L_1 e C_2 os seguintes valores (normalizados):

$$L_1 = 2 \text{ H} \\ C_2 = 2 \text{ F}$$

3) topologia resultante:



pretarmos a fórmula de relacionamento entre m e ω_{∞} sob outra forma ($\omega_{\infty} = \frac{\omega_{corte}}{\sqrt{1-m^2}}$), vamos verificar que o casamento de impedâncias ocorre às custas do bloqueio dos sinais portadores de uma frequência 1,25 vez superior à de corte. Isso pode ser comprovado pela substituição dos valores normalizados na expressão:

$$\omega_{\infty} = \frac{1}{\sqrt{1-(0,6)^2}} = 1,25 \text{ rad/s}$$

Desta forma, e aceitando este inconveniente, determinaremos os componentes para as meias seções, onde $m = 0,6$ (veja Quadro 4). A figura 3 nos apresenta todas as células já calculadas, agora associadas adequadamente, com a conseqüente desnormalização para $Z_0 = 900 \Omega$. A figura 4, por seu lado, demonstra graficamente a curva de resposta em frequência para o filtro completo. Atente para a atenuação imposta à frequência de 18 750

rad/s, fato que é inerente à presença das meias células casadoras (1,25 x 15 000 rad/s).

Filtro passa-faixas m-derivado — Conforme constatamos adiante, a criação de um filtro passa-faixas sob a técnica m-derivada não sofre alterações de princípios em relação aos métodos já explorados (células fundamentais). Em outras palavras, as etapas básicas de projeto são mantidas (transformação do FPF desejado em um FPB matematicamente equivalente; cálculo do FPB; e conversão dos componentes do FPB para obtenção do FPF real).

Por hipótese, vamos considerar como requisitos essenciais para um filtro passa-faixas aqueles apresentados na Tabela 2.

Início do projeto — cálculo do FPB equivalente — Como nos casos anteriores, vamos traçar o gráfico representativo do filtro em questão. A figura 5 sugere o comportamento do FPF conforme as oito exigências mencionadas na Tabela 2.

Tabela 2

Exigência	Descrição
1	Frequência central (ω_0) de 10 000 rad/s, com elevada atenuação para frequências extremamente afastadas.
2	Atenuação extremamente elevada na frequência de 16 000 rad/s.
3	Atenuação extremamente elevada na frequência de 4 000 rad/s.
4	Atenuação de 3 dB na frequência de 11 000 rad/s.
5	Atenuação de 3 dB na frequência de 9 000 rad/s.
6	Atenuação de 80 dB na frequência de 18 000 rad/s.
7	Atenuação de 80 dB na frequência de 2 000 rad/s.
8	Impedância $Z_0 = 900 \Omega$ na faixa de passagem.

De acordo com as 4.ª e 5.ª exigências, concluímos que a banda passante a 3 dB de atenuação está fixada em 2 000 rad/s. Como no exemplo anterior, é necessário introduzir as células fundamentais para o atendimento da exigência n.º 1 (elevada atenuação para frequências extremamente afastadas da frequência central de 10 000 rad/s). As etapas de projeto a serem executadas são as mesmas que nos estudos anteriores: a) normalização das frequências; b) obtenção das células do FPB equivalente; c) cálculo do filtro passa-faixas; d) desnormalização das frequências e, finalmente, e) reconversão ao FPF.

As fases de normalização de frequências e obtenção das células do

Seqüência de cálculos para a célula m-derivada

(atenuação da frequência normalizada de 1,2 rad/s)

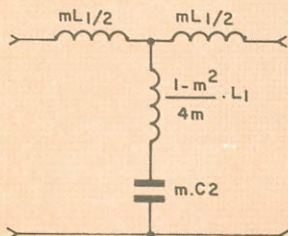
Quadro 2:

1) obtenção do valor de m:

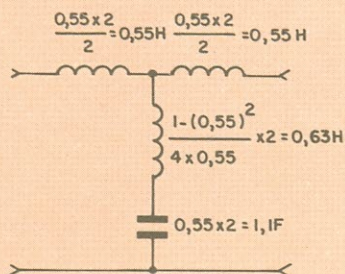
$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{\omega_{\text{corte}}}{\omega_{\infty 1}} \right]^2}$$

$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{1}{1,2} \right]^2} \approx 0,55$$

2) a célula m-derivada (FPB, tipo T):



3) determinando os valores dos componentes ($m = 0,55$; $L_1 = 2 \text{ H}$; $C_2 = 2 \text{ F}$) normalizados:



Seqüência de cálculos para a célula m-derivada

(atenuação da frequência normalizada de 1,47 rad/s)

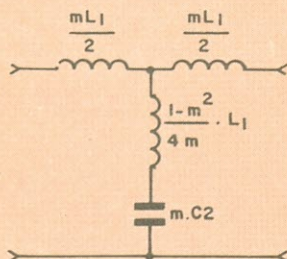
Quadro 3:

1) obtenção do valor de m:

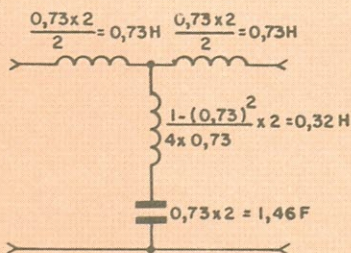
$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{\omega_{\text{corte}}}{\omega_{\infty 2}} \right]^2}$$

$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{1}{1,47} \right]^2} \approx 0,73$$

2) a célula m-derivada (FPB, tipo T):



3) determinando os valores dos componentes ($m = 0,73$; $L_1 = 2 \text{ H}$; $C_2 = 2 \text{ F}$) normalizados:



FPB equivalente estão contidas na figura 6 e ainda nos quadros 5 a 7. Pela figura, é possível analisar-se a correspondência entre o FPF que se deseja e o FPF derivado, sendo ambos devidamente normalizados. Através dos quadros, estamos novamente deduzindo um FPF de acordo com os parâmetros pré-estabelecidos, que, após uma transformação adequada, vai originar o FPF que corresponde às especificações da Tabela 2. Já no que se refere ao Quadro 5, observamos que ele engloba os cálculos para a célula fundamental (necessária para a obtenção de uma elevada atenuação em frequências distantes da central); no Quadro 6 está sendo detalhada a célula m-derivada (para o alcance das atenuações infinitas em pontos específicos).

Atenuações fornecidas pelas células m-derivadas — As exigências 6 e 7 especificam atenuações finitas em determinadas frequências. Ora, como é de nosso conhecimento, este filtro é composto de células fundamentais e m-derivadas. Em exemplos anteriores, tivemos a oportunidade de efetuar o cálculo da atenuação determinada pelo filtro em certos pontos. No entanto, nos limitamos aos elementos compostos por células fundamentais, através da fórmula abaixo:

$$\alpha N_p = 2 \cosh^{-1} \left[\frac{\omega}{\omega_{\text{corte}}} \right]$$

ou, em decibéis:

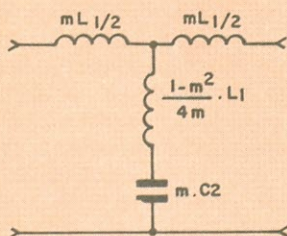
$$\alpha dB = 17,372 \cosh^{-1} \left[\frac{\omega}{\omega_{\text{corte}}} \right]$$

Para se obter o valor de atenuação em uma frequência genérica, em se tratando de filtros compostos por células m-derivadas, são válidas as equações indicadas na figura 7, onde as atenuações resultantes são expressas em nepers. Para se converter em decibéis, é só multiplicar o valor calculado por 8,686.

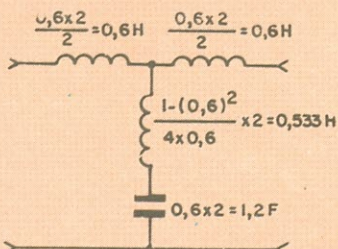
Cálculo das meias seções casadoras

Quadro 4:

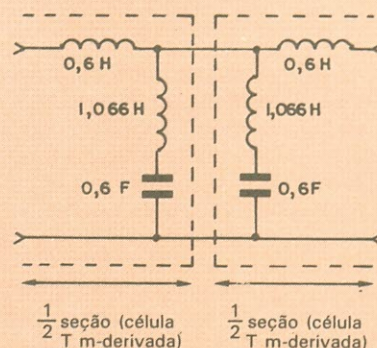
1) célula T m-derivada (FPB):



2) cálculo dos valores dos componentes para $m = 0,6$; $L_1 = 2 \text{ H}$ e $C_2 = 2 \text{ F}$:



3) isolamento da célula T ($m = 0,6$) em duas meias seções:



Meias seções casadoras — No caso do desenvolvimento do projeto de um filtro pela técnica m-derivada, não devemos desprezar em hipótese alguma a introdução das meias seções casadoras ($m = 0,6$), responsáveis pela linearidade de impedâncias (de entrada e saída) ao longo da faixa de passagem. O Quadro 7 ilustra o projeto destas meias seções, mantendo-se constantes as condições de normalização de frequências e a regularidade (não deslocamento) dos níveis de impedâncias.

Agrupando as células (fundamental, m-derivada e meias seções) — Temos, através dos quadros 5, 6 e 7, o esboço das células que vão constituir o FPB que, por sua vez, será convertido no FPF solicitado. Antes do agrupamento dos blocos obtidos, vejamos qual a atenuação proporcionada em cada célula, individualmente, na frequência normalizada de 8 rad/s (vale lembrar que, segundo a 6.^a e a 7.^a exigências, tal atenuação deveria atingir valores da ordem de 80 dB).

1) *Atenuação devida à célula fundamental:*

$$\alpha \text{ dB} = 17,372 \cosh^{-1} \left(\frac{8}{1} \right) = 48,10 \text{ dB}$$

2) *Atenuação devida à célula m-derivada ($m \approx 0,986$):*

No caso utilizamos a equação n.º 3 (veja fig. 7).

$$\alpha \text{ dB} = \ln \left[\frac{\sqrt{8^2 - 1} + 0,986 \times 8}{\sqrt{8^2 - 1} - 0,986 \times 8} \right] \times 8,686 = 50,13 \text{ dB}$$

3) *Atenuação devida às meias seções casadoras ($m = 0,6$):*

A exemplo da célula anterior, empregamos a equação n.º 3, uma vez que as meias seções introduzem uma atenuação infinita na frequência normalizada

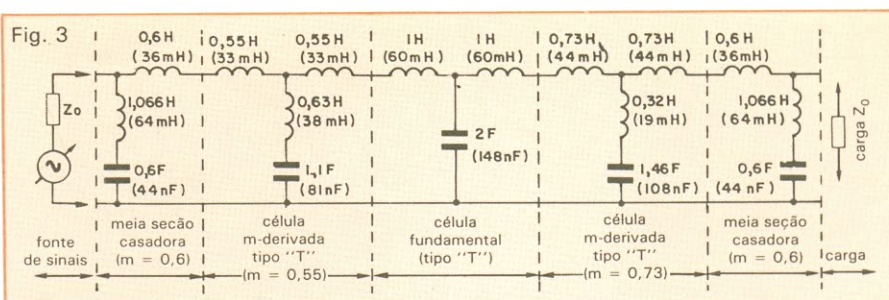


Fig. 3 Apresentação do filtro completo. As indicações entre parênteses representam os valores dos componentes devidamente desnormalizados para $Z_0 = 900 \Omega$ e $\omega_{\text{corte}} = 15\,000 \text{ rad/s}$.

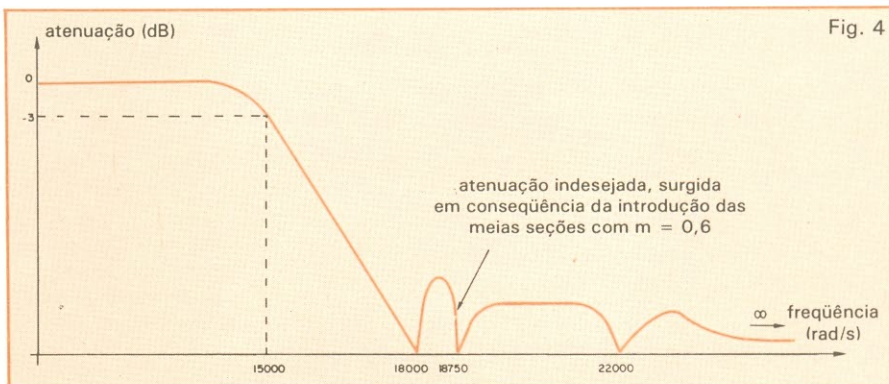


Fig. 4 Resposta em frequência para o filtro projetado (compare com o gráfico esboçado na fig. 1).

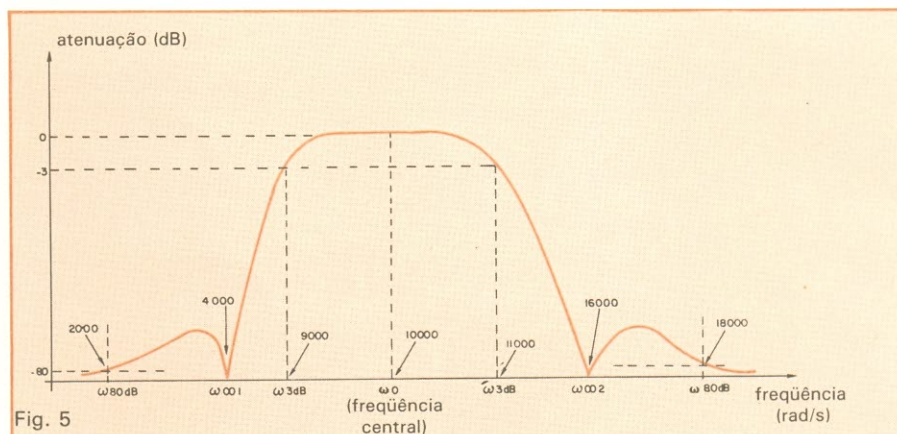
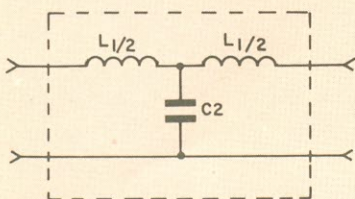


Fig. 5 Resposta em frequência para o filtro passa-faixas (banda passante A 3 dB = $2\,000 \text{ rad/s}$; $\omega_0 = 10\,000 \text{ rad/s}$).

Cálculos para a célula fundamental

Quadro 5:

1) a célula (seção T) para um FPB:



2) relações entre L_1 , C_2 , Z_0 e ω_{corte} :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad \omega_{\text{corte}} = \frac{2}{\sqrt{L_1 \cdot C_2}}$$

como $Z_0 = 900 \Omega$ e $\omega_{\text{corte}} = 1 \text{ rad/s}$, obtemos:

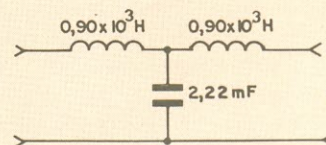
$$\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 900 \quad \text{e} \quad \frac{2}{\sqrt{L_1 \cdot C_2}} = 1$$

resultando para L_1 e C_2 os seguintes valores (normalizados apenas em frequência, dispensando-se os

deslocamentos dos níveis de impedâncias, uma vez que para Z_0 foi considerado o valor original de 900Ω):

$$L_1 = 1\,800 \text{ H (!)} \\ C_2 = 2,22 \text{ mF}$$

3) topologia resultante:

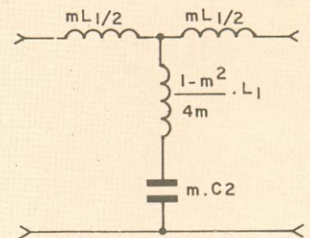


Cálculo das meias seções casadoras

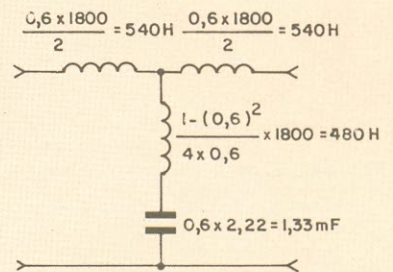
(m = 0,6)

Quadro 7:

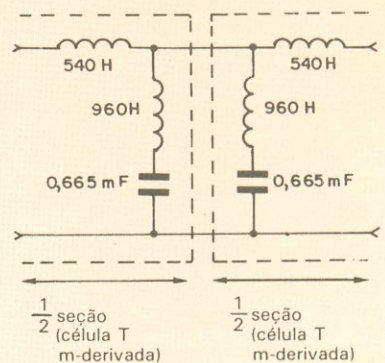
1) célula T m-derivada (FPB):



2) cálculo dos valores dos componentes para m = 0,6; L₁ = 1 800 H e C₂ = 2,22 mF:



3) isolamento da célula T (m = 0,6) em duas meias seções:



gunda, ilustramos a mesma rede devidamente deslocada para a frequência de corte de 2 000 rad/s (correspondendo à banda passante de 2 000 rad/s, a 3 dB, para o FPF).

A curva de resposta em frequência para o FPF desnormalizado está definida na figura 10. Observe o aparecimento de uma atenuação infinita na frequência $\omega = 2 000 \times 1,25 = 2 500$ rad/s, que surge com a introdução das meias seções casadoras.

Transformação do FPF calculado no FPF desejado — Sabemos que as cé-

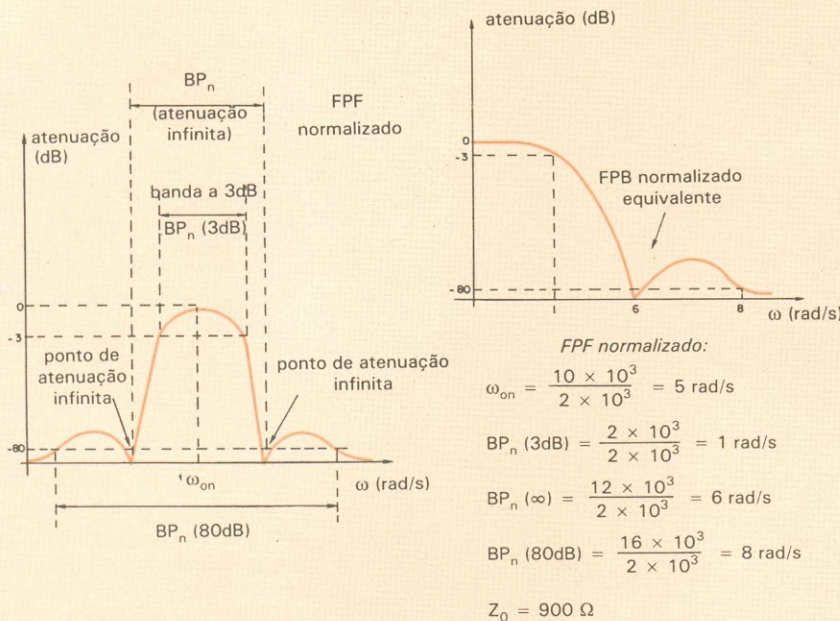


Fig. 6

O FPF desejado devidamente normalizado e acompanhado pelo FPF equivalente.

Seqüência de cálculos para a célula m-derivada

(atenuação da frequência normalizada de 6 rad/s)

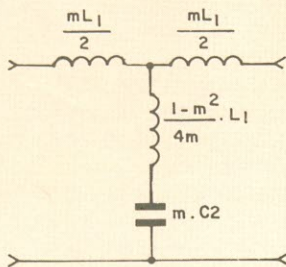
Quadro 6:

1) obtenção do valor de m:

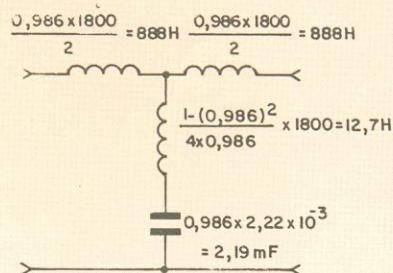
$$m = \sqrt{1 - \left[\frac{\omega_{corte}}{\omega_{\infty}} \right]^2}$$

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{1}{6} \right)^2} \approx 0,986$$

2) a célula m-derivada (FPB, tipo T):



3) determinando os valores dos componentes (m = 0,986; L₁ = 1 800 H; C₂ = 2,22 mF) normalizados:



de 1,25 rad/s (bem anterior, portanto, que o ponto em análise (8 rad/s).

$$\alpha \text{ dB} = 1n \left[\frac{\sqrt{(8)^2 - 1} + 0,6 \times 8}{\sqrt{(8)^2 - 1} - 0,6 \times 8} \right] \times 8,686 = 12,17 \text{ dB}$$

Supondo que nosso filtro será composto por uma única célula fundamental, uma seção m-derivada (m \approx 0,986) e as meias seções casadoras, a soma das atenuações resultaria no seguinte valor (frequência normalizada de 8 rad/s):

$$\alpha_{\text{(Total)}} = [48,10 + 50,13 + 12,17] = 110,4 \text{ dB}$$

A atenuação, neste caso, é plenamente satisfatória, uma vez que a sua magnitude está situada bem acima dos 80 dB exigidos.

Topologia do FPF calculado — O FPF construído a partir das células mencionadas acima (devidamente acopladas) está representado nas figuras 8 e 9. Na primeira, temos a topologia do filtro normalizado, enquanto, na se-

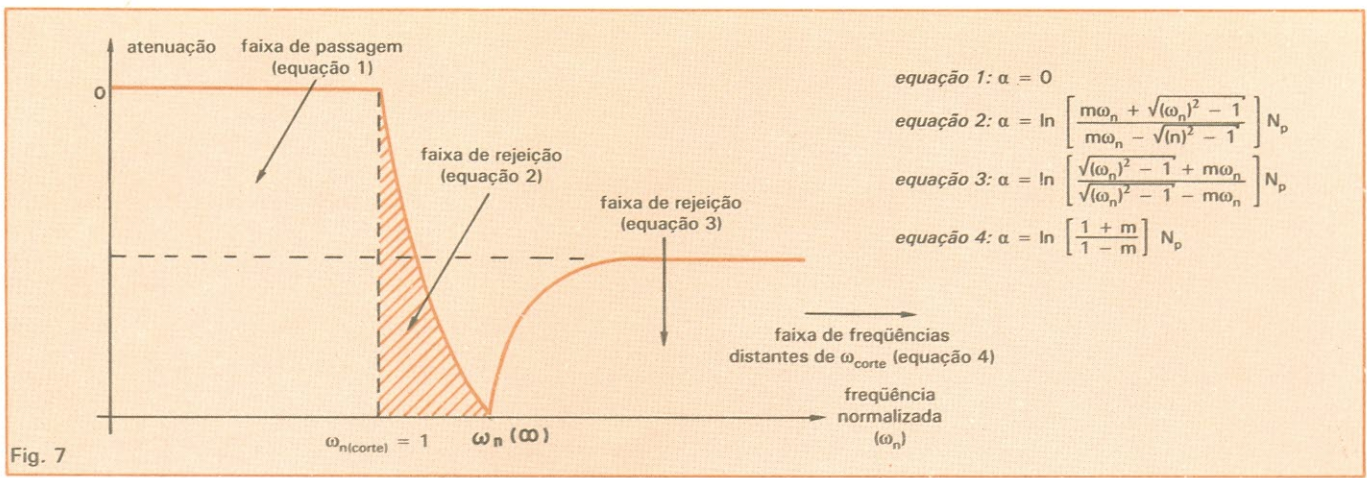


Fig. 7

Equacionamento dos valores de atenuação para um FPF m-derivado.

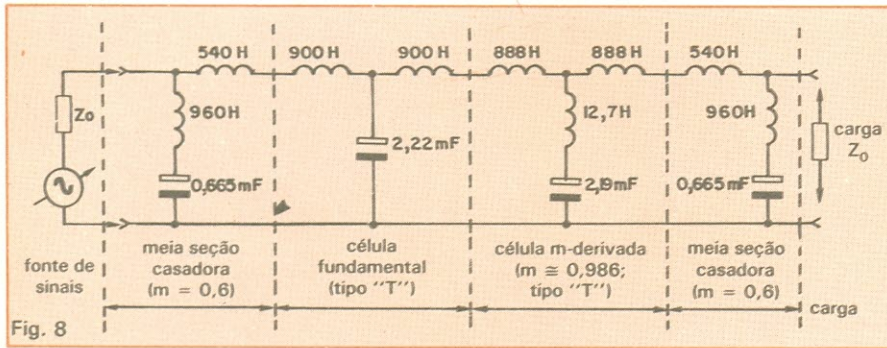


Fig. 8

O FPF equivalente normalizado em frequência (obs.: $Z_0 = 900 \Omega$).

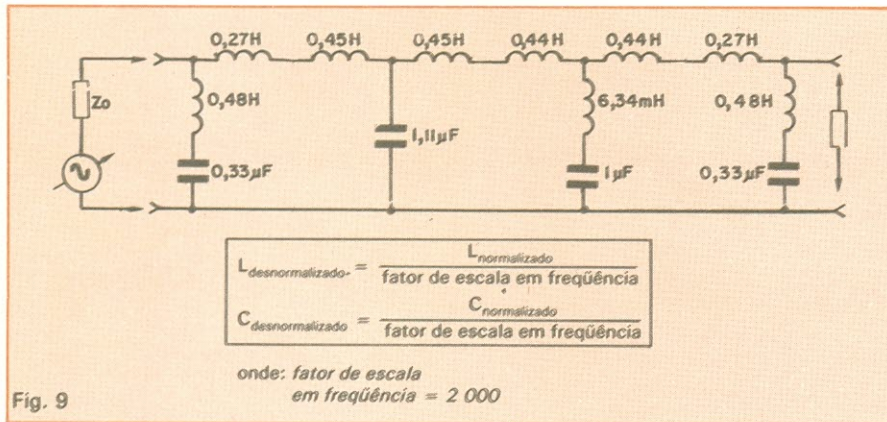


Fig. 9

O FPF equivalente normalizado para a frequência de corte 2 000 rad/s ($Z_0 = 900 \Omega$).

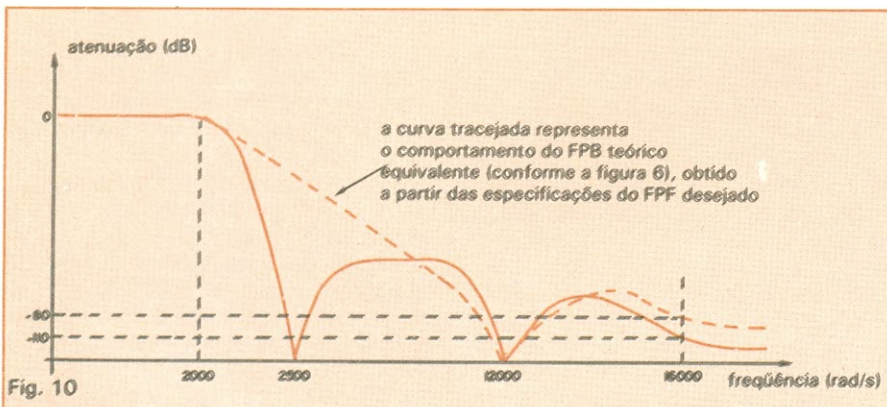


Fig. 10

Resposta em frequência para o FPF equivalente desnormalizado.

lulas fundamentais (T ou π) são facilmente conversíveis nas configurações T ou π m-derivadas, através do relacionamento entre os componentes (Z_1 e Z_2) e o fator m. Logo podemos estabelecer um vínculo, por exemplo, entre uma célula passa-baixas fundamental e a m-derivada correspondente (este caso, diga-se de passagem, já foi exposto e largamente aplicado em nossos últimos exemplos). Nada nos impede, portanto, de calcular o bloco (passa-faixas) m-derivado associado à célula fundamental passa-faixas, como está demonstrado nas esquematizações da figura 11 (válidas para redes tipo T).

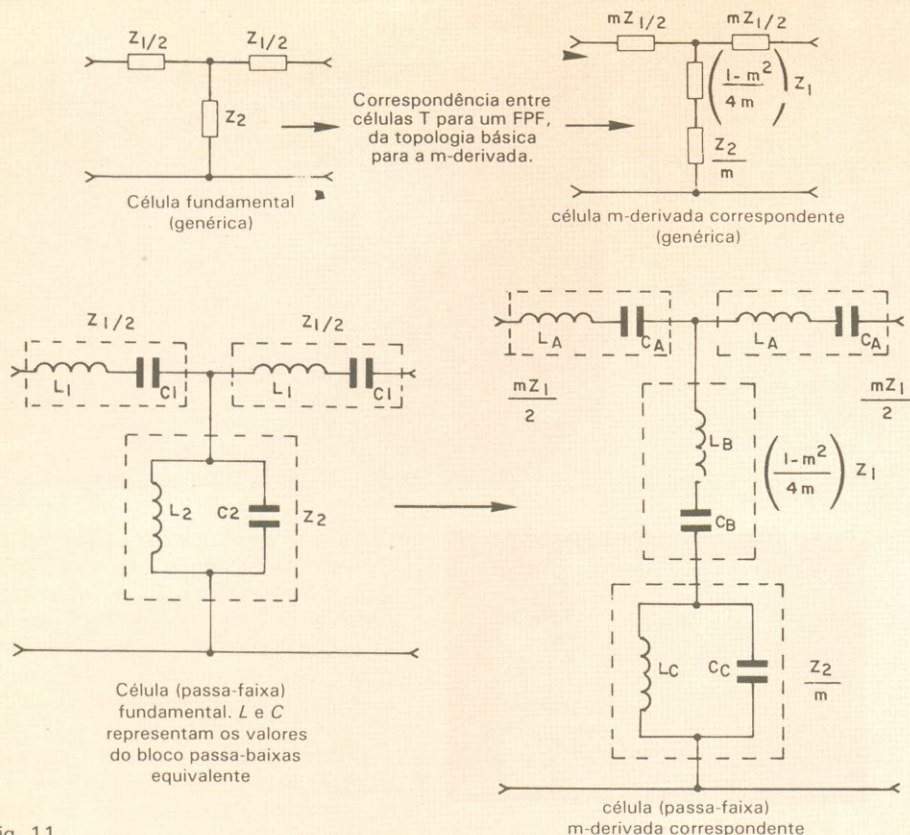
A topologia de nosso filtro FPF, baseando-se na do FPF desnormalizado e nas regras de conversão, viria, portanto, a assumir o aspecto da rede ilustrada na figura 12.

Finalmente, precisamos avaliar a resposta em frequência para o FPF projetado, como está descrito na figura 13. Observe o surgimento de atenuações infinitas nas frequências 8 750 rad/s e 11 250 rad/s, determinadas pelas meias seções casadoras.

A partir do próximo mês vamos nos concentrar nos projetos segundo a teoria moderna, levando em conta os estudos de filtros de Butterworth, Chebyshev e Bessel.

Referências

- Electronic Filter Design Handbook — Arthur B. Williams — McGraw-Hill — EUA.
- Handbook of Filter Synthesis — Anatol I. Zverev — John Wiley & Sons — EUA.
- Filter Theory and Design Active and Passive — SEDRA/BRACKETT — Matrix Publishers, Inc. — EUA.
- Modern Filter Theory and Design — TEMES/MITRA — John Wiley & Sons — EUA.



$$L_1 = \frac{L}{2 \times \text{banda (A 3dB)}}$$

$$L_2 = \frac{\text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times C}$$

$$C_1 = \frac{2 \times \text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times L}$$

$$C_2 = \frac{C}{\text{banda (A 3dB)}}$$

$$L_A = \frac{mL}{2 \times \text{banda (A 3dB)}}$$

$$L_B = \left(\frac{1-m^2}{4m} \right) \left(\frac{L}{\text{banda (A 3dB)}} \right)$$

$$L_C = \frac{\text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times C}$$

$$C_A = \frac{2 \times \text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times L}$$

$$C_B = \left(\frac{4m}{1-m^2} \right) \left(\frac{\text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times L} \right)$$

$$C_C = \frac{m \times C}{\text{banda (A 3dB)}}$$

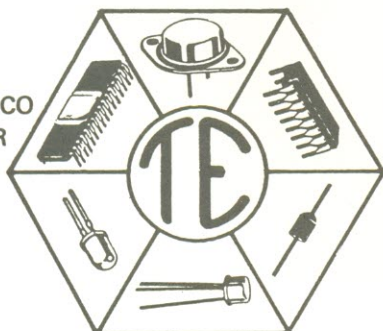
Fig. 11

Esquematisações válidas para redes tipo "T".

TRANSITRON

Comércio de Componentes

- TTL/LS/S/H
- C.MOS
- GRAVADOR E APAGADOR DE EPROM
- LINHA Z80
- ICL 7107
- 2114
- LINHA Z80A
- ELETROLÍTICO
- TRANSÍSTOR
- POLIESTER
- TÂNTALO
- PLATE
- RESISTOR
- FUSÍVEL
- SOQUETE
- CONECTOR C. IMP.
- PROTO BOARD
- CRISTAL



Atendemos pelo Reembolso VARIG
Linha completa — Consulte-nos

TRANSITRON Eletrônica Ltda.

Rua dos Gusmões, 353 - 3º andar - cj. 31 - fones: 223-9133/
223-5187 — Telex (011) 37982 — SP



BATERIAS RECARREGÁVEIS

NÍQUEL - CÁDMIO
ÁCIDO - SELADA 4, 6, 12 Volts

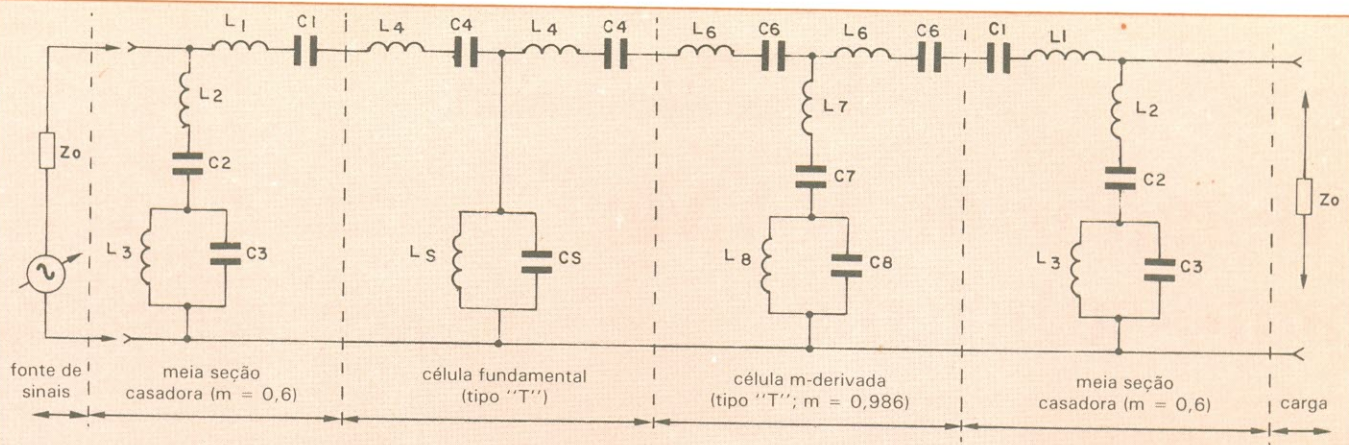


Possibilidade de montagens variadas para
baterias de Ni - Cd

Estoque permanente
Representante exclusivo para todo o Brasil



R. Antonio de Godói, 122 - Cj. 126/9
Tel.: 222-5255 - Telex: (011) 36425 SEON BR
CEP 01034 - São Paulo - SP



Cálculo dos componentes ($L = 1\ 800/2\ 000 = 0,9\text{H}$; $C = 2,22 \times 10^{-3}/2\ 000 = 1,11\ \mu\text{F}$):

$$L_1 = \frac{mL}{2 \times \text{banda (A 3dB)}} = \frac{0,6 \times 0,9}{2 \times 2\ 000} = 0,135\ \text{mH}$$

$$C_1 = \frac{2 \times \text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times L} = \frac{2 \times 2\ 000}{0,6 \times (10\ 000)^2 \times 0,9} = 74,1\ \mu\text{F}$$

$$L^2 = 2 \times \left(\frac{1-m^2}{4m} \right) \cdot \left(\frac{L}{\text{banda (A 3dB)}} \right) = 2 \times \left(\frac{1-(0,6)^2}{4 \times 0,6} \right) \cdot \left(\frac{0,9}{2\ 000} \right) = 0,24\ \text{mH}$$

$$C_2 = \frac{1}{2} \times \left(\frac{4m}{1-m^2} \right) \cdot \left(\frac{\text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times L} \right) = \frac{1}{2} \times \left(\frac{4 \times 0,6}{1-(0,6)^2} \right) \cdot \left(\frac{2\ 000}{(10\ 000)^2 \times 0,9} \right) = 41,7\ \mu\text{F}$$

$$L_3 = 2 \times \frac{\text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times C} = 2 \times \frac{2\ 000}{0,6 \times (10\ 000)^2 \times 1,11 \times 10^{-6}} = 60\text{H}$$

$$C_3 = \frac{1}{2} \times \frac{m \times C}{\text{banda (A 3dB)}} = \frac{1}{2} \times \frac{0,6 \times 1,11 \times 10^{-6}}{2\ 000} = 0,17\ \text{nF}$$

$$L_4 = \frac{L}{2 \times \text{banda (A 3dB)}} = \frac{0,9}{2 \times 2\ 000} = 0,225\ \text{mH}$$

$$C_4 = \frac{2 \times \text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times L} = \frac{2 \times 2\ 000}{(10\ 000)^2 \times 0,9} = 44,4\ \mu\text{F}$$

$$L_5 = \frac{\text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times C} = \frac{2\ 000}{(10\ 000)^2 \times 1,11 \times 10^{-6}} = 18\ \text{H}$$

$$C_5 = \frac{C}{\text{banda (A 3dB)}} = \frac{1,11 \times 10^{-6}}{2\ 000} = 0,55\ \text{nF}$$

$$L_6 = \frac{m \times L}{2 \times \text{banda (A 3dB)}} = \frac{0,986 \times 0,9}{2 \times 2\ 000} = 0,22\ \text{mH}$$

$$C_6 = \frac{2 \times \text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times L} = \frac{2 \times 2\ 000}{0,986 \times (10\ 000)^2 \times 0,9} = 45\ \mu\text{F}$$

$$L_7 = \left(\frac{1-m^2}{4m} \right) \cdot \left(\frac{L}{\text{banda (A 3dB)}} \right) = \left(\frac{1-(0,986)^2}{4 \times 0,986} \right) \cdot \left(\frac{0,9}{2\ 000} \right) = 3,17\ \mu\text{H}$$

$$C_7 = \left(\frac{4m}{1-m^2} \right) \cdot \left(\frac{\text{banda (A 3dB)}}{\omega_0^2 \times L} \right) = \left(\frac{4 \times 0,986}{1-(0,986)^2} \right) \cdot \left(\frac{2\ 000}{(10\ 000)^2 \times 0,9} \right) = 3,15\ \text{mH}$$

$$L_8 = \frac{\text{banda (A 3dB)}}{m\omega_0^2 \times C} = \frac{2\ 000}{0,986 \times (10\ 000)^2 \times 1,11 \times 10^{-6}} = 18\ \text{H}$$

$$C_8 = \frac{m \times C}{\text{banda (A 3dB)}} = \frac{0,986 \times 1,11 \times 10^{-6}}{2\ 000} = 0,55\ \text{nF}$$

Fig. 12

O FPF final, devidamente desnormalizado ($Z_0 = 900\ \Omega$).

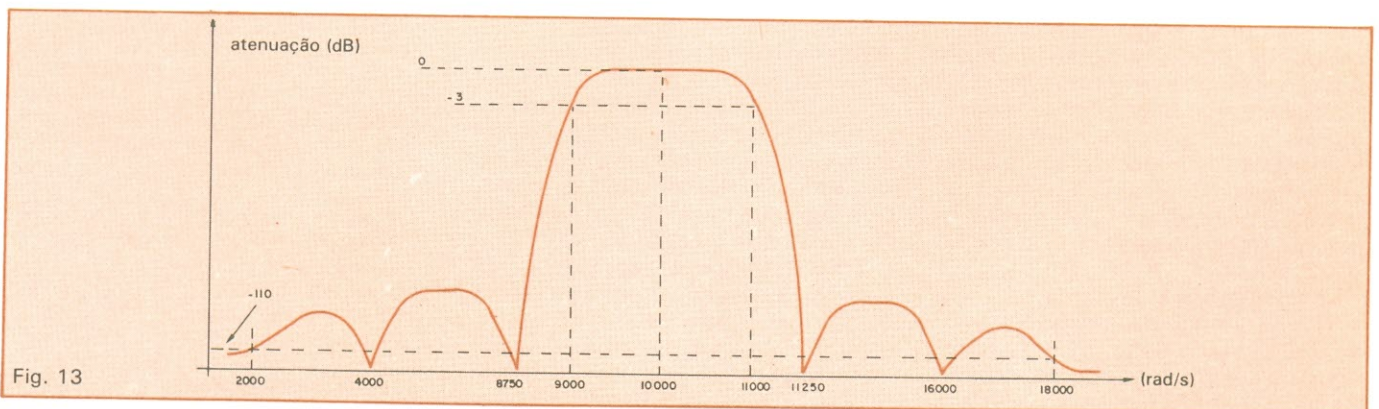


Fig. 13

O FPF projetado, visando a atender as especificações originais (compare com o gráfico esboçado na figura 5).

Testador de RAMs auto-suficiente

Quando é preciso testar o conteúdo de memórias de acesso direto, sem gastar muito, nada melhor que este prático circuito

Devido ao grande número de memórias RAM existentes em nossa fábrica e ao fato de não termos equipamentos sofisticados para testá-las, desenvolvemos esse sistema de teste, que está correspondendo em 100% ao que esperávamos dele. Trata-se de um dispositivo simples, fácil de ser montado e, o que é mais importante, barato. Nossas memórias são do tipo 2114 e 5114, com 1 024 endereços e 4 bits por endereço.

Nosso objetivo é gravar nessas memórias números de 0 a 9 (progressivo) e de 9 a 0 (regressivo), através de um contador bidirecional (40192), que vai selecionar, com o auxílio de CH1, o que vai ser gravado. Se essa chave estiver na posição 1, o 40192 contará progressivamente, pois o pino 5 ficará em +Vcc e o clock, aplicado ao pino 4. Se CH1 for passada para a posição 2, acontecerá o contrário e o 40192 contará regressivamente.

Para selecionar os endereços, usamos o divisor 4040, que "larga" em suas saídas os números binários de 0 a 4096 — dos quais somente ocupamos 1024, para satisfazer o número de endereços possíveis em nossas memórias. Os números que estão sendo gravados ou lidos são mostrados em um display FND 560, que recebe dados decodificados através de um 4511; por ele, vemos a sequência que está sendo gravada, para uma eventual conferência na hora da leitura. O ponto decimal do display indica que o circuito está em condição de gravação.

O clock é fornecido por um 555, que oscila na configuração astável e é sinalizado através de LED 2. Ao oscilador de clock foi acoplada uma chave (CH5), que paralisa tanto a gravação como a leitura quando pressionada. Te-

mos ainda, no oscilador, um ajuste de frequência que permite gravar, por exemplo, à velocidade máxima de 800 Hz e ler o que foi gravado em baixa velocidade (1 Hz); esse ajuste é feito pelo potenciômetro P1.

O reset automático é dado por outro 555, que recebe o sinal do pino 15 do 4040 — o qual indica quando são completados 1 024 endereços e é invertido pelo transistor Q2. Aplicado ao pino 2 do segundo 555, provoca o aparecimento de um nível alto no pino 3 do mesmo CI, que é levado aos pinos de reset do 4040 e 40192; estes permanecem nessa condição até que seja pressionada a chave CH4 — que dá início tanto à gravação como à leitura.

O reset manual é dado por CH5, que força um nível alto na base de Q2, por intermédio de um resistor de 1 k Ω . Tanto o reset automático como o manual são sinalizados pelo LED 1.

Para o CI_M (memória RAM) aceitar gravação, é preciso endereçá-la através do 4040 e aplicar um código nas entradas por meio do contador 40192. Além disso, é necessário levar seu pino 10 (R/W) ao nível 0. Constatamos, porém, que, se esse pino ficar permanentemente em nível 0, haverá problemas de gravação; assim, acoplamos a esse pino um diferenciador, que, através do capacitor C1 e do transistor Q1, aplica-lhe um nível 0 apenas por um instante; esse mesmo pino foi conectado ao clock, para que cada transição positiva habilite a memória à gravação.

Temos também a chave CH2, que serve para selecionar entre as operações de gravação e leitura. Esta, na posição 2, aplica um nível 0 no emissor de Q1, dando-lhe condições de habilitar CI_M. Ao mesmo tempo, essa chave permite aplicar um nível alto aos pinos

de comando de CI4 (composto por quatro chaves), do qual passa a combinação que sai do 40192 para a memória.

Para se ler o que já foi gravado, é preciso levar CH2 à posição 1. Nesse caso, o emissor de Q1 fica positivo, enquanto os pinos de comando de CI4 ficam num nível baixo, isolando completamente o contador da memória e do decodificador, permitindo que este último seja excitado somente pelos códigos gravados na memória.

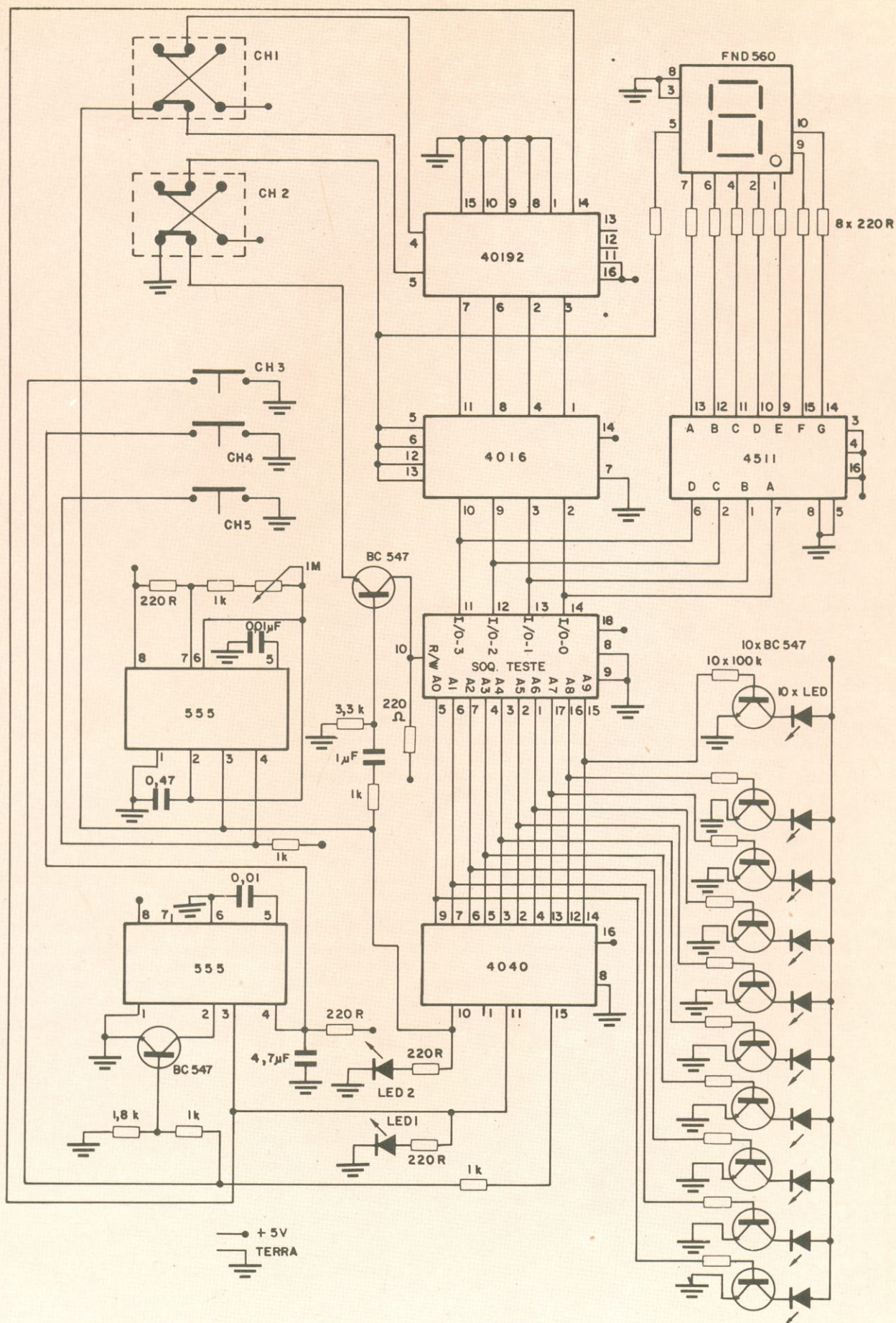
Resta falar ainda da sinalização dos endereços, codificados pelo 4040, que é feita por 10 LEDs, juntamente com seus transistores excitadores.

Para testar o circuito, deve-se, em primeiro lugar, selecionar a gravação progressiva ou regressiva, por intermédio de CH1. Feito isto, é preciso colocar CH2 na posição de gravação (posição 2) e pressionar CH4. Grava-se na velocidade desejada e, após o reset automático, passa-se CH2 para a posição de leitura (posição 1); em velocidade reduzida confere-se então a sequência, que deve ser a mesma da gravação, sem falha alguma. ●

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas; em cada edição divulgaremos uma das idéias que recebermos.

Relação de componentes

CI1, CI2- 555
CI3- 4040
CI4- 4016
CI5- 40192
CI6- 4511
CI_M- 2114 ou 5114
Q1 a Q12- BC547 (ou equivalentes)
LED 1 a LED 12- LEDs vermelhos comuns
Display — FND560 ou equivalente
C1- 1 NF/16 V (tântalo)
C2 a C4- 0,01 μ F (poliéster metalizado)
C3- 0,47 μ F (poliéster metalizado)
C5- 10 NF/16 V (eletrolítico)
R1- 3,3 k Ω
R2, R4, R6, R8, R10- 1k Ω
R3, R5, R7, R11, R12, R23 a R30- 220 Ω
R9- 1,8 k Ω
R13 a R22- 100 k Ω
P1- pot. linear 1 M Ω
CH1, CH2- chaves H H
CH3, CH4, CH5- botões de pressão normalmente fechados
Soquete para CI_M



Antenas: cálculos com
carta de Smith — 2.ª parte

Acoplamento a um transceptor

Um exemplo prático de como usar o nomograma para casar um transceptor a um sistema antena/linha

Compreendidos os aspectos fundamentais do nomograma de Smith, podemos passar à etapa seguinte e verificar de que modo eles podem auxiliar o técnico em telecomunicações. Para tanto, imaginemos que dispomos de um típico transceptor de radioamador, com impedância de entrada (Z_i) igual a 50 ohms, e que desejamos acoplá-lo ao sistema antena/linha de transmissão analisado na 1.ª parte deste artigo.

Há diversas maneiras de fazê-lo e, certamente, foge ao nosso escopo abordar todas as possibilidades. Mas há duas situações (a seguir denominadas Caso I e Caso II) que merecem ser abordadas em função de seu valor didático e de sua eficácia na consolidação dos conceitos vistos até agora.

Caso I — Como o transceptor apresenta impedância de entrada/saída igual a 50 ohms, evidentemente a impedância de entrada (Z) do sistema antena/linha de transmissão também deverá ser igual a 50 ohms. Não somente “ Z ” deve ser igual a 50 ohms, mas é imprescindível que a impedância seja puramente ôhmica, sem componente reativa (tipo $Z = 50 \pm j0,0$), para que ocorra a máxima transferência de energia do transceptor à antena. Não se admite componente reativa pe-

la simples, porém importante, razão de que reatâncias não dissipam energia. Eis uma solução.

Com o auxílio do gráfico C da figura 12 (é reprodução da fig. 11) determinase o comprimento que deverá ter a linha de transmissão para que a componente ôhmica (R) da impedância de entrada do sistema antena/linha seja igual a 50 ohms. Para tal, basta traçar uma paralela ao eixo “ l ”, passando pelo ponto correspondente a 50 ohms, indo interceptar a curva “ C ” em dois pontos (m e n), os quais, no exemplo, correspondem a comprimentos “ l ” da linha iguais a $0,124 \lambda$ e $0,366 \lambda$, respectivamente. Portanto, quando a linha de transmissão tiver um comprimento igual a $0,124 \lambda$, a impedância de entrada do sistema antena/linha será $Z = 50 + j54$ (o valor $+j54$ foi obtido do gráfico “ B ”, para o mesmo $l = 0,124$). E quando a linha de transmissão tiver um comprimento igual a $0,366 \lambda$, a impedância de entrada será $Z = 50 - j54$ (o valor $-j54$ foi obtido do gráfico “ B ”, para o mesmo $l = 0,366$).

Porém, se à impedância $Z = 50 + j54$ for acrescentada uma reatância de mesma magnitude mas de sinal contrário ($-j54$, capacitiva, portanto), as reatâncias se anularão mutuamente e a impedância passará a ser $Z = 50 \pm j0,0$, ou seja, os 50 ohms puramente ôh-

micos requeridos pelo transceptor. O mesmo ocorre com relação à impedância $Z = 50 - j54$, à qual pode ser adicionada uma reatância oposta ($+j54$, indutiva, portanto) de modo a ter $Z = 50 \pm j0,0$. Esse é o princípio básico que rege a técnica *stub matching* de acoplamento de antena à linha de transmissão. Mais adiante veremos como fazê-lo com o auxílio do nomograma de Smith.

Caso II — Como o transceptor apresenta impedância de saída/entrada (Z_i) igual a 50 ohms, evidentemente a impedância de entrada (Z) do sistema antena/linha também deverá ser igual a 50 ohms. Ocorre, porém, que o transceptor é incapaz de distinguir a natureza desta impedância Z , a qual, portanto, pode ser puramente resistiva (a situação ideal), puramente reativa (indutiva ou capacitiva) ou mesmo uma combinação destas. Para o transceptor em pauta, tudo quanto interessa é estar conectado a uma carga de 50 ohms, não importando sua natureza, para trabalhar “feliz da vida”. Mas como reatância não dissipa energia, quanto maior a reatância presente, menor será a energia dissipada pela antena. O objetivo é aproximar-se, tanto quanto possível, da situação ideal de “reatância zero”.

Façamos uma breve digressão para analisar alguns aspectos relativos à presença de reatâncias. Imagine um gerador, de 100 volts (E), com resistência interna (R_i) igual a 50 ohms, conectado a uma carga (R_c) puramente resistiva de 50 ohms, conforme indica a figura 13B. Calculemos a corrente I_1 que circula no circuito:

$$I_1 = \frac{E}{R_t} = \frac{E}{R_i + R_c} = \frac{100}{50 + 50} = 1 \text{ ampère}$$

A potência (W_1) dissipada pela carga (R) será:

$$W_1 = R_c \times I_1^2 = 50 \times 1 = 50 \text{ watts}$$

Vejamos agora o que ocorre com a potência dissipada quando há reatância presente na carga, conforme indicado na figura 14C. Note-se que a carga ainda é igual a 50 ohms, diferindo da situação anterior somente por ser composta por 36 ohms de reatância capacitiva e 36 ohms de resistência ôhmica, ou seja:

$$Z = \sqrt{X_c^2 + R_c^2} = \sqrt{36^2 + 36^2} = 50 \text{ ohms}$$

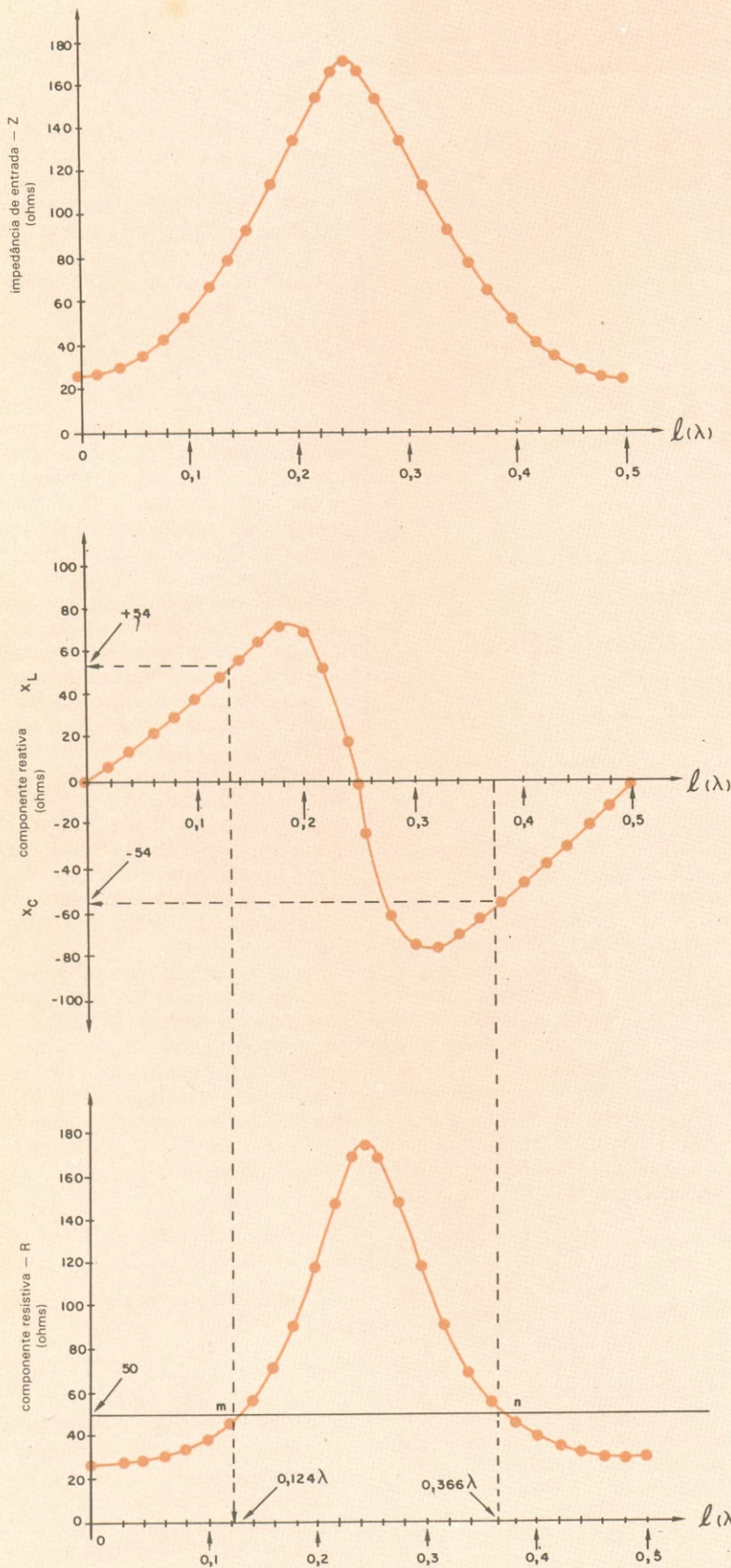


Fig. 12

Varição da impedância e das componentes resistiva e reativa com o comprimento da linha.

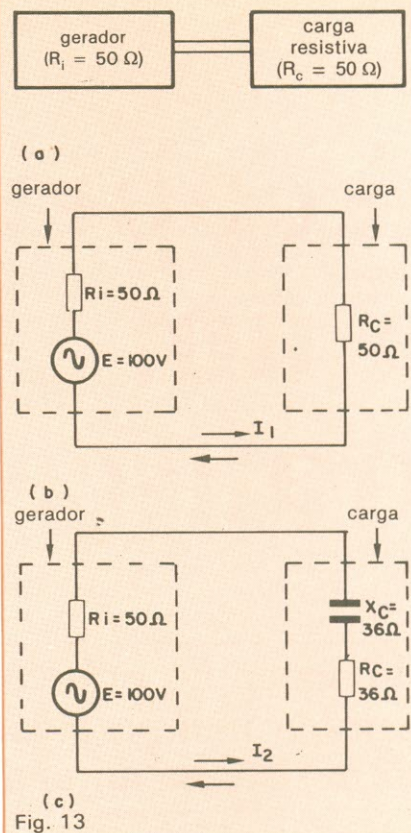


Fig. 13

Exemplos usados para ilustrar o efeito de reatâncias em antenas.

Neste caso, a corrente (I_2) que circula no circuito é:

$$I_2 = \frac{E}{\sqrt{(R_1 + R_c)^2 + X_c^2}} = \frac{100}{\sqrt{(50 + 36)^2 + 36^2}} = 1,07 \text{ A}$$

Como a componente reativa da carga não dissipa energia, esta somente será dissipada pela componente ôhmica (R_c) e será igual a:

$$W_2 = R_c \times I_2^2 = 36 \times 1,07^2 = 41,2 \text{ W}$$

Repare que, nestas circunstâncias, a potência dissipada decresceu para 41,2 watts, muito embora em ambos os casos analisados a carga era igual a 50 ohms. Mas, não obstante essas perdas, na prática há situações em que se tolera a presença de reatâncias, e mesmo ocasiões em que são intencionalmente introduzidas no sistema. Obviamente, nessas circunstâncias, a impedância de entrada do sistema antena/linha — que idealmente deveria ser puramente ôhmica — passa a ser complexa, do tipo $Z = R \pm jX$, com Z numericamente igual à impedância de saída/entrada do transceptor. O problema, então, consiste em determinar que comprimento deverá ter a linha de transmissão para que Z seja numericamente igual à impedância de entrada (Z_i) do transceptor. Isso pode ser mul-

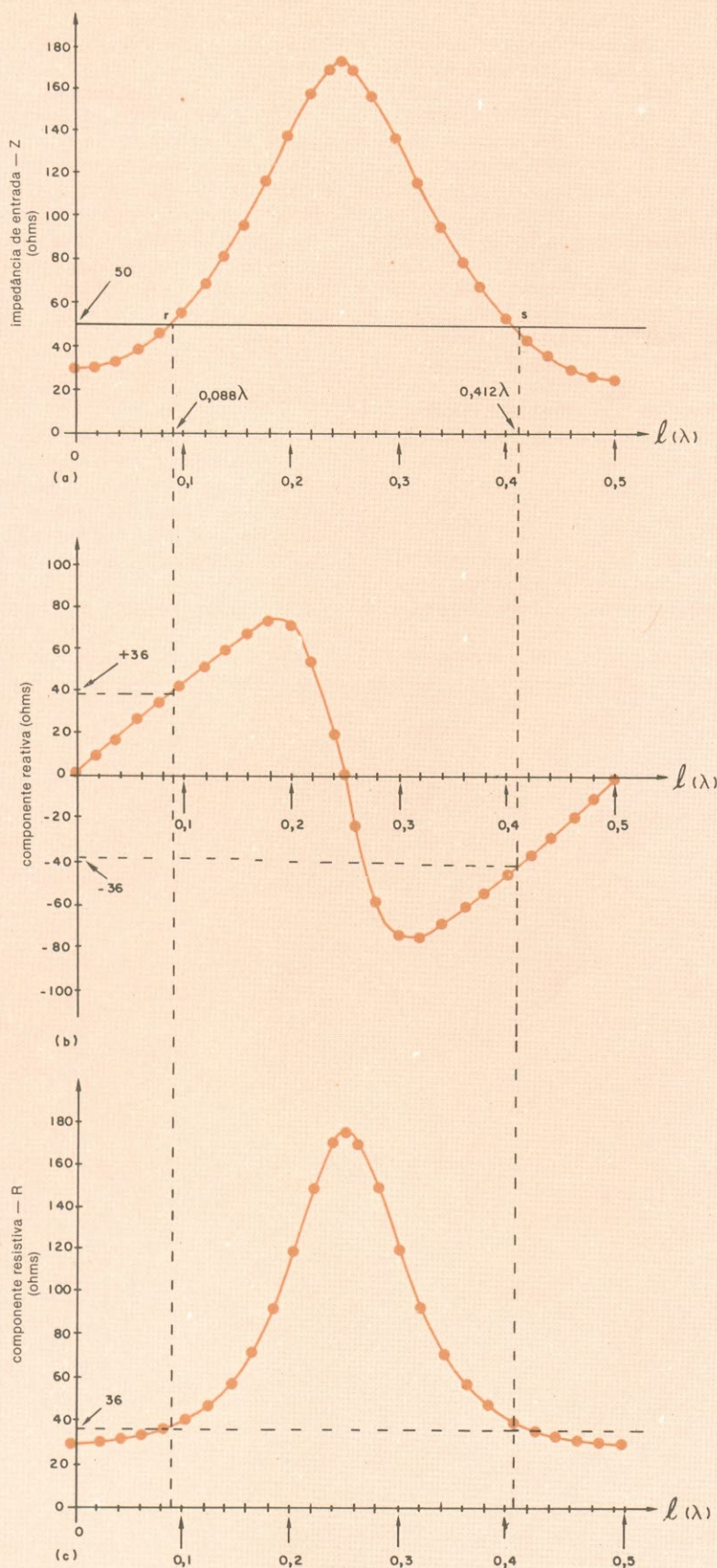


Fig. 14

Varição de Z , X e R em função do comprimento da linha.

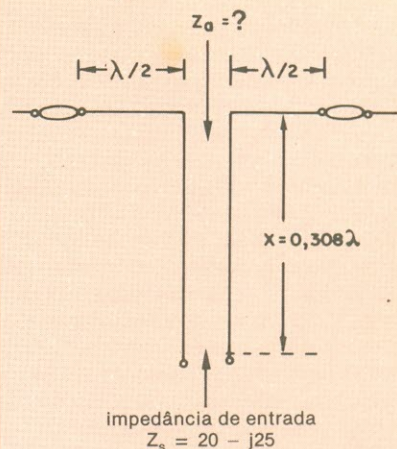


Fig. 15

Exemplo usado para ilustrar o processo de determinação da impedância da antena.

to facilmente conseguido com o auxílio da figura 14.

Vejam os como fazê-lo. Na figura 14 A, traça-se uma paralela ao eixo dos comprimento ("l"), passando pelo ponto correspondente a 50 ohms, que intercepta a curva em dois pontos (r e s), os quais, no exemplo, correspondem a $0,088\lambda$ e $0,412\lambda$, respectivamente. Portanto, quando a linha de transmissão tiver um comprimento igual a $0,088\lambda$, a impedância de entrada do sistema será $Z = 36 + j36 = 50$ ohms (os valores 36 e $j36$ foram obtidos, respectivamente, das curvas "C" e "B" da figura 14, conforme indicam as linhas tracejadas). Quando a linha de transmissão tiver um comprimento igual a $0,412\lambda$, a impedância de entrada do sistema será $Z = 36 - j36 = 50$ ohms. A única diferença entre (a) e (b) é o sinal da parte complexa, ou seja, a natureza da reatância presente.

Conseqüentemente, quando $l = 0,088\lambda$, ou quando $l = 0,412\lambda$, a impedância de entrada desse sistema é igual a 50 ohms. Como esta também é a impedância de entrada (Z_0) do transceptor de nosso exemplo, um medidor de ROE intercalado na entrada do transceptor indicará uma relação 1,0:1. É tudo quanto o transceptor deseja para trabalhar bem. E ainda há muitos radioamadores cometendo a heresia e o sacrilégio de jurar que nessas circunstâncias não há estacionárias na linha por ignorarem que a ROE pode ser definida como sendo quociente entre a impedância característica (Z_0) da linha de transmissão e a impedância (Z) da antena. É, portanto, completamente independente do comprimento da linha de transmissão. O que varia em função do comprimento da linha, isto sim, é a impedância de entrada do sistema antena/linha. No exemplo em

pauta, temos $ROE = Z_0/Z = 50/28 = 1,79$, ou seja, $ROE = 1,79:1$.

Um exemplo de reatâncias intencionalmente introduzidas pode ser encontrado em algumas antenas destinadas a transceptores montados em automóveis. A resistência à radiação dessas antenas geralmente é baixa, podendo chegar a meros 10 ohms, contrastando, assim, não só com os 50 ohms da impedância de entrada da maioria dos transceptores comerciais modernos, mas também com a impedância característica das linhas de transmissão disponíveis no mercado. Nesses casos, uma solução viável consiste em introduzir reatâncias em quantidades suficientes para que a impedância de entrada do sistema antena/linha de transmissão atinja os 50 ohms. Essa é a razão pela qual muitos fabricantes de antenas costumam fornecê-las ao consumidor acompanhadas da respectiva linha já cortada no "tamanho certo", e com a expressa recomendação de que seu comprimento não deve ser alterado.

Outro exemplo, muito conhecido dos radioamadores, é a prática de "podar" gradativamente a linha de transmissão até obter uma leitura 1,0:1 no medidor de ROE instalado na entrada do transceptor. Neste caso, simplesmente obtém-se a variação da magnitude e da natureza da reatância presente, via encurtamento da linha. Obviamente, essa não é a técnica ideal de acoplar o transceptor à antena, pois, como vimos nas linhas precedentes, a presença de reatância resulta em menor potência irradiada, e a estacionária na linha de transmissão pode ser altíssima. Mas, certamente, há circunstâncias em que tal procedimento é justificável. Compete ao técnico examinar cada caso em particular e determinar se as perdas em pauta e as estacionárias são compatíveis com os objetivos a serem alcançados.

Determinação da impedância da antena — Como determinar a impedância da antena é outro clássico problema frequentemente enfrentado pelo técnico em telecomunicações. Pode-se medir essa impedância diretamente na junção da antena com a linha de transmissão. Mas tal solução aparentemente simples tem, entre outros, o grande inconveniente de requerer uma ou mais escaladas na torre de sustentação da antena, o que nem sempre é agradável, particularmente quando o peso da ida-de começa a manifestar-se.

Uma alternativa consiste em medir a impedância de entrada do sistema antena/linha e então usar o nomograma de Smith para determinar a impedância da antena. Essa técnica cativa por sua simplicidade e, especialmen-

te, por não apresentar os mencionados inconvenientes, visto que a medição é efetuada no "extremo do transmissor". Vejamos como fazê-lo.

Admitamos que desejamos determinar a impedância (Z_a) da antena mostrada na figura 15, a qual será alimentada por meio de uma linha de transmissão com $0,308 \lambda$ de comprimento e 50 ohms de impedância característica. Admitamos também que a impedância de entrada desse sistema é $Z_s = 20 - j25$, tendo sido medida no "extremo do transmissor" da linha de transmissão, com uma ponte de impedância de RF semelhante àquela descrita na página 16-28 do *The Radio Amateur Handbook*, edição 1981. O processo envolve as seguintes etapas:

a) Primeiro, normaliza-se a impedância de entrada, como já foi descrito:

$$Z_s = (20 - j25)/50 = \left(\frac{20}{50} - j \frac{25}{50} \right) = 0,4 - j0,5$$

b) A seguir, no nomograma de Smith (fig. 16), representa-se por um ponto (A) essa impedância de entrada (intersec-

ção do círculo 0,4 da resistência com o arco $-0,5$ das reatâncias).

c) Pelo ponto A, traça-se um círculo, cujo centro coincide com o ponto central do nomograma. É o círculo de ROE constante.

d) Então, com uma reta (R_1), une-se o ponto A ao ponto central do nomograma. A extensão dessa reta intercepta o círculo mais externo num ponto B correspondente a uma "distância à carga" que no exemplo é $0,082 \lambda$.

e) A esse valor de B soma-se o comprimento da linha de transmissão (x), que no exemplo em pauta é $0,308 \lambda$, donde:

$$\begin{aligned} C &= B + x \\ C &= 0,082 \lambda + 0,308 \lambda = 0,390 \lambda \\ C &= 0,390 \lambda \end{aligned}$$

No nomograma, isto equivale a deslocar-se sobre a escala mais externa — "distância à carga" —, ou seja, em sentido anti-horário, conforme indicado pela seta, por uma distância igual a $0,308 \lambda$, encontrando assim o ponto C a $0,390 \lambda$.

f) A seguir, traça-se uma reta (R_2)

Determinação da impedância da antena com o auxílio do nomograma de Smith.

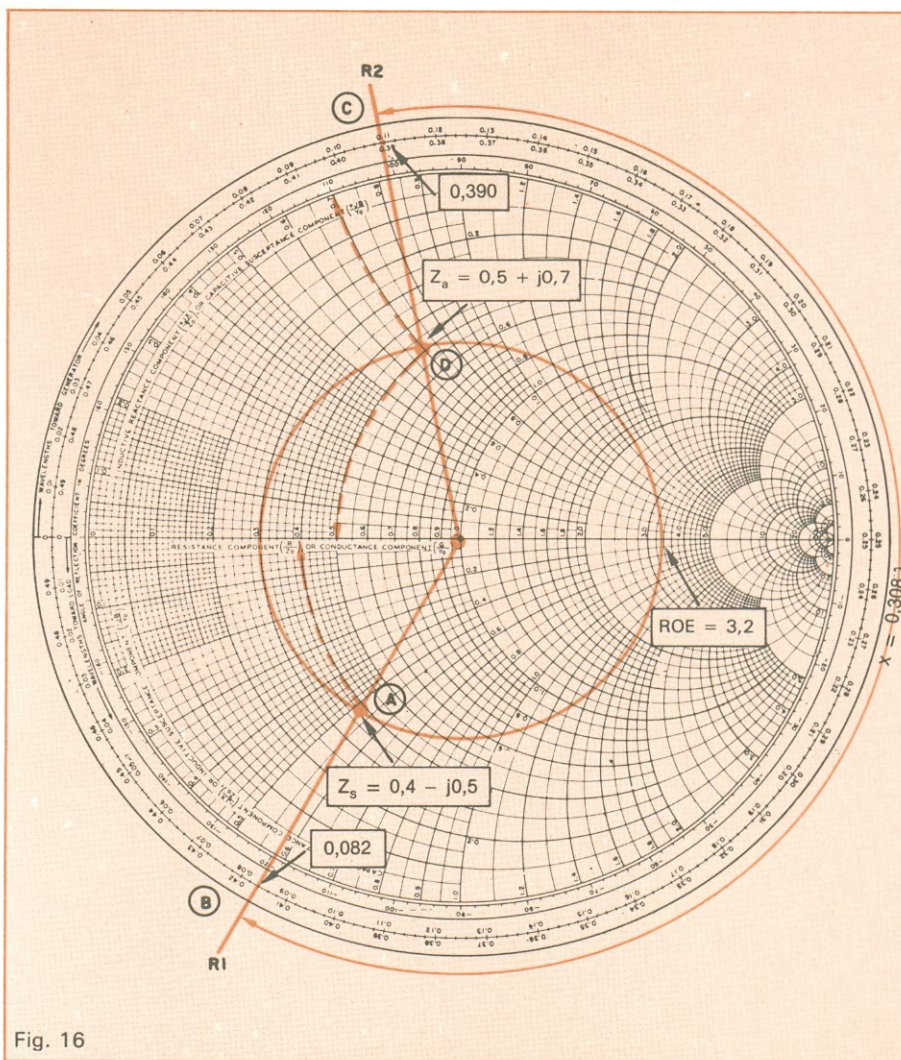


Fig. 16

passando por C e pelo ponto central no nomograma. Essa reta interceptará o círculo de ROE constante, definindo o ponto D, representativo da impedância (Z_a) pedida pelo problema.

g) Repare, no nomograma, que esse ponto D também é a intersecção do círculo 0,5 das resistências com o arco $+0,7$ das reatâncias. Assim, a impedância da antena (normalizada) é:

$$Z_a = 0,5 + j0,7$$

h) Para “desnormalizar”, basta multiplicar pela impedância característica (Z_0) da linha de transmissão. Como em nosso problema esta é igual a 50 ohms, temos:

$$Z_a = (0,5 + j0,7) \times 50$$

$$Z_a = (0,5 \times 50) + (j0,7 \times 50)$$

$$Z_a = 25 + j35 \text{ (impedância real)}$$

Portanto, a resposta do problema em pauta é $25 + j35$.

Frequência de ressonância — Sob muitos aspectos, as antenas comportam-se como um circuito ressonante paralelo convencional pois, além de resistência (R), apresentam também reatâncias indutiva (X) e capacitiva (X_c). Desse modo, sua impedância é dada por uma equação do tipo $Z = R \pm jX$. Há uma frequência, dita de ressonância, para a qual essas duas reatâncias tornam-se iguais entre si, em magnitude, e cancelam-se mutuamente devido à defasagem de 180° . Resta apenas a componente ôhmica, quando, então, a impedância da antena passa a ter como expressão $Z = R \pm j0,0$.

Considerando o exposto, claro está

que a frequência de ressonância de uma antena também pode ser comodamente determinada no aconchego do *shack*, simplesmente utilizando a técnica de determinação de impedância de antena que acabamos de ver. Basta fazer diversas determinações de impedâncias usando frequências diferentes. A frequência de ressonância da antena será aquela que resultar em $Z = R \pm j0,0$, ou seja, ausência de componente reativa.

Características da linha de transmissão — Segmentos de linha de transmissão podem ser utilizados como capacitores ou como indutores. A natureza da reatância por eles apresentada é função de seus comprimentos bem como de um de seus extremos estar, ou não, curto-circuitado. A magnitude da reatância é proporcional ao comprimento e à impedância característica.

Tanto a natureza como a magnitude da reatância exibida por segmentos de linha de transmissão podem ser rápida e facilmente determinadas com o nomograma de Smith. A solução é idêntica àquela correspondente à determinação da impedância de entrada de um sistema antena/linha, conforme já vimos (figs. 8 e 9). Basta lembrar que, no caso de linha de transmissão curto-circuitada, a “carga” é $Z = 0,0 + j0,0$. E, em se tratando de linha com seu extremo livre aberto, a “carga” é $Z = \infty + j\infty$.

Para exemplificar, imaginemos que desejamos determinar a reatância de um segmento de cabo coaxial curto-circuitado em seu extremo livre, medindo $0,08 \lambda$ de comprimento, com 50 ohms de impedância característica. A solução está indicada com linhas cheias na figura 18, e consiste nas seguintes etapas:

1) Com um ponto (A) representa-se a carga $Z = 0,0 + j0,0$ no nomograma de Smith.

2) Pelo ponto A traça-se o círculo de ROE constante ($ROE = \infty$).

3) A seguir, traça-se uma reta (R_1) passando por A e pelo ponto central do nomograma.

4) A partir de A, percorre-se o círculo mais externo do nomograma — distância ao gerador —, por uma distância igual ao comprimento da linha ($0,08 \lambda$, no exemplo), determinando assim o ponto B).

5) O ponto B coincide com a intersecção do círculo de resistência zero com

Determinação das características de segmentos de linha com o nomograma de Smith.

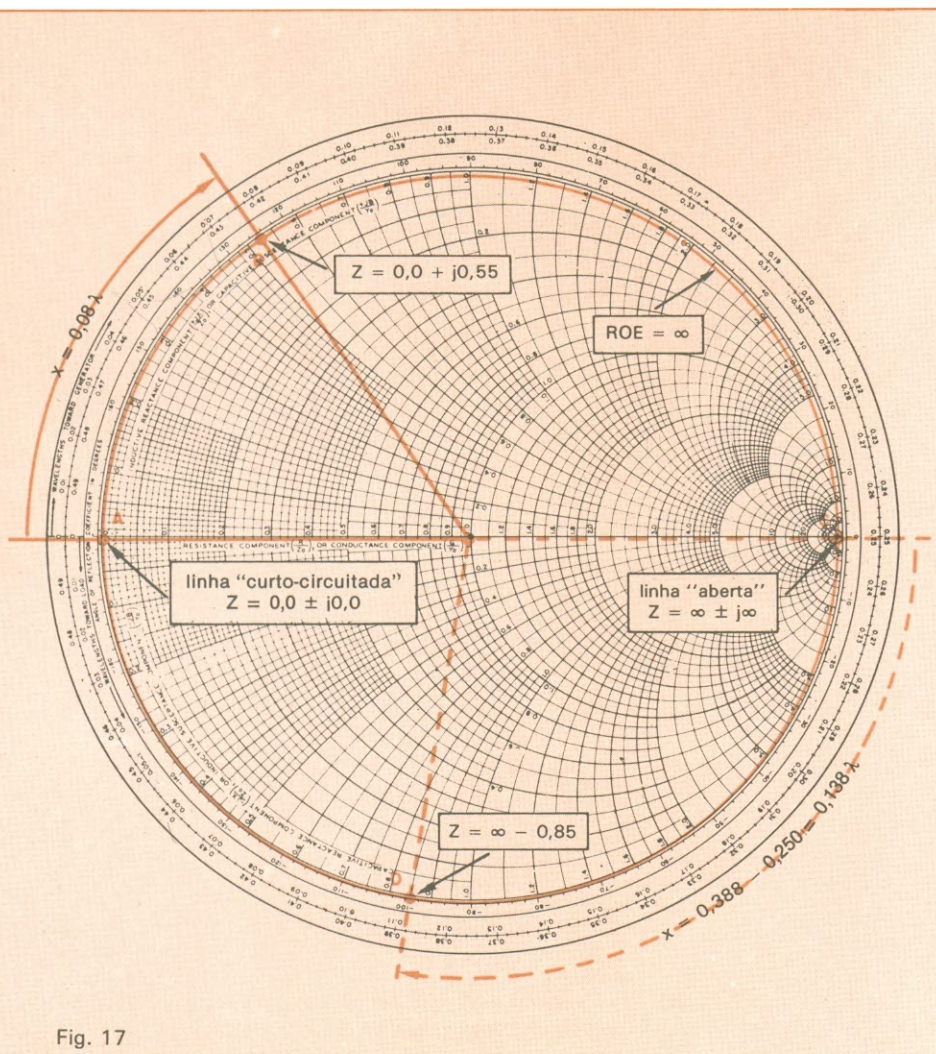


Fig. 17

o arco $+ 0,55$ das reatâncias. Representa, portanto, uma reatância normalizada $Z = 0,0 + j0,55$.

6) Para obter a reatância real basta "desnormalizar", multiplicando pela impedância característica da linha de transmissão:

$$Z = (0,0 + j0,55) \times 50 = 0,0 + j27,5.$$

7) Assim sendo, o segmento de cabo coaxial em pauta apresenta 27,5 ohms de reatância indutiva (real).

O valor da indutância pode ser calculado com o auxílio da fórmula $X_L = j\omega L$. Se a frequência do exemplo tivesse sido 14,1 MHz, então:

$$L = \frac{X_L}{j\omega} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{27,5}{2 \times 3,1416 \times 14,1} = 0,31 \mu H$$

Suponhamos agora que desejamos conhecer a reatância apresentada por um cabo coaxial "aberto" em seu extremo livre, com $0,13 \lambda$ de comprimento e 50 ohms de impedância característica. A solução é idêntica àquela do problema anterior, exceto quanto à posição do ponto representativo da carga, e está indicada com linhas tracejadas na figura 17. A reatância normalizada (ponto D) é $-j0,85$, que "desnormalizada" passa a $-j42,5$, ou seja, 42,5 ohms de reatância capacitiva real.

A capacitância pode ser calculada com o auxílio da fórmula $X_C = 1/j\omega C$. Se a frequência do exemplo tivesse sido 14,1 MHz, teríamos:

$$C = \frac{10^6}{j\omega X_C} = \frac{10^6}{2\pi f X_C} = \frac{10^6}{2 \times 3,1416 \times 14,1 \times 42,5} = 265,6 \text{ pF}$$

Um exemplo prático do uso da reatância de segmentos de linha de transmissão será apresentado mais adiante.

Vejamos agora quão valioso é o nomograma de Smith também sob o ponto de vista didático, no estudo das características básicas das linhas de transmissão. Para tal, tomemos como exemplo um típico cabo coaxial com 50 ohms de impedância característica e, com o auxílio do nomograma, determinemos a impedância apresentada por segmentos com comprimentos iguais a $0,02 \lambda$, $0,04 \lambda$, $0,06 \lambda$, e assim sucessivamente, até $0,5 \lambda$. Se o leitor der-se ao trabalho de efetuar todas essas determinações, constatará que os segmentos com extremo livre aberto apresentam as impedâncias normalizadas e reais mostradas nas colunas 2 e 3 da Tabela 2. E que os segmentos curto-circuitados apresentam as impedâncias constantes nas colunas 4 e 5 da mesma tabela. Para facilitar a análise desses valores numéricos — e ao mesmo tempo evidenciar alguns aspectos que, de outra forma, possivelmente passariam despercebidos — foram

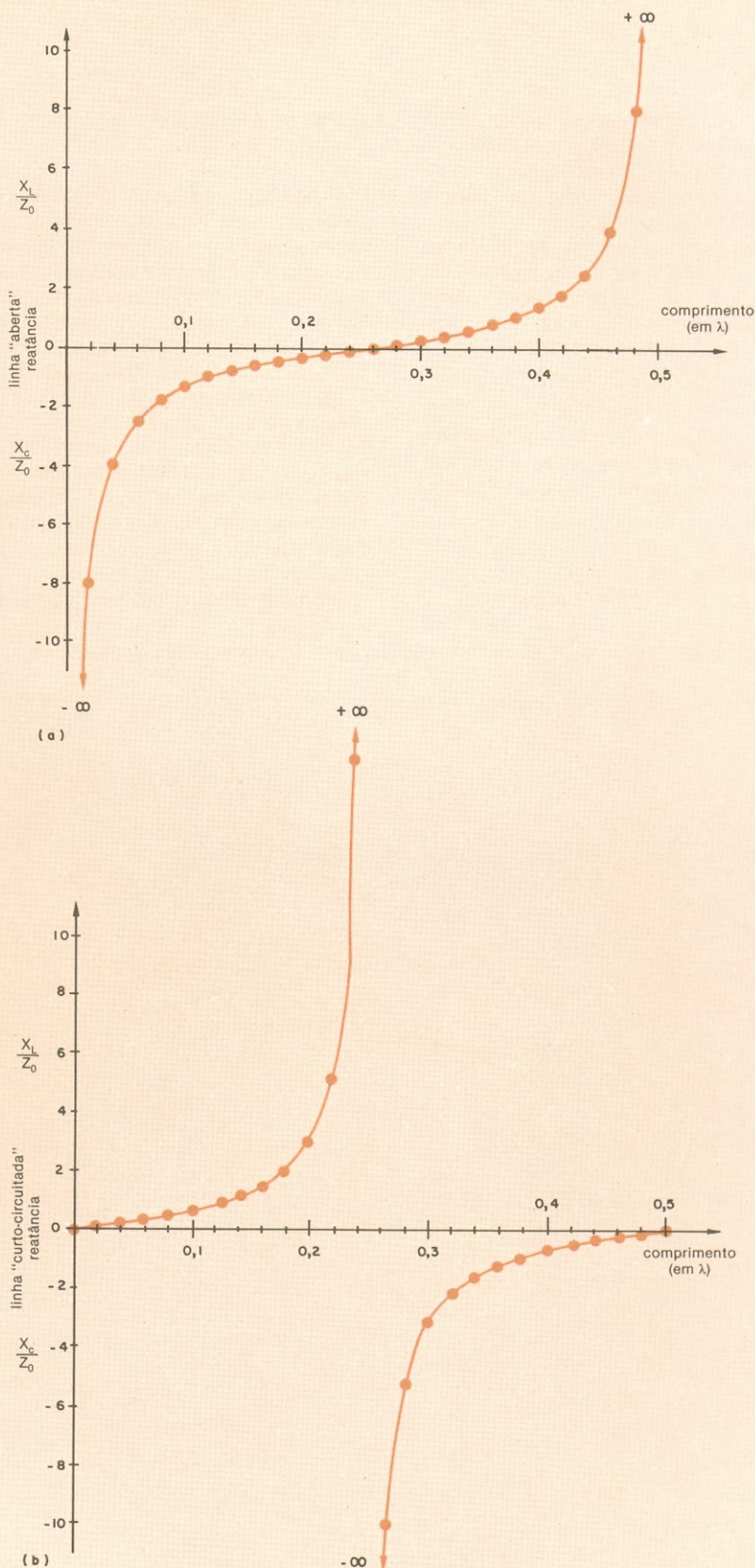


Fig. 18

Natureza das reatâncias apresentadas por segmentos de linha e sua variação com o comprimento.

elaborados os gráficos A e B da figura 18, a partir dos elementos constantes nas colunas 2 e 4.

Uma simples inspeção visual desses gráficos revela que a linha aberta, além da resistência infinita ($R = \infty$) mencionada na Tabela 2, possui as seguintes características:

a) Segmentos com comprimento entre $0,0 \lambda$ e $0,25 \lambda$ apresentam reatância capacitiva ($-jX$). Portanto, comportam-se como capacitores.

b) Segmentos com comprimento entre $0,25 \lambda$ e $0,5 \lambda$ apresentam reatância indutiva ($+jX$). Portanto, comportam-se como indutores.

c) Segmentos com comprimento exatamente igual a $0,25 \lambda$, além da re-

sistência ôhmica infinita ($R = \infty$), apresentam reatância nula ($\pm jX = 0,0$). Portanto, têm as características de um circuito ressonante em série.

A linha curto-circuitada, além da resistência nula ($R = 0$) mencionada na Tabela 2, reúne as seguintes características:

a) Segmentos com comprimento entre $0,0 \lambda$ e $0,25 \lambda$ apresentam reatância indutiva ($+jX$). Portanto, comportam-se como indutores.

b) Segmentos com comprimento entre $0,25 \lambda$ e $0,5 \lambda$ apresentam reatância capacitiva ($-jX$). Portanto, comportam-se como indutores.

c) Segmentos com comprimento exatamente igual a $0,25 \lambda$, além de re-

sistência nula ($R = 0$), apresentam reatância infinita ($\pm j\infty$). Portanto, têm as características de um circuito ressonante em paralelo.

Na figura 19 encontra-se a síntese dessas características, as quais podem ser bastante úteis na prática. A revista *Antenna*, por exemplo (vol. 85, n.º 1, jan./81, págs. 55-58), ensina como utilizá-las para medir o fator de velocidade de linhas de transmissão.

Como casar a linha à antena — O nomograma de Smith presta-se admiravelmente bem para casar linha de transmissão à carga com impedância diferente da característica (Z_0) da linha, pois permite obter soluções rápi-

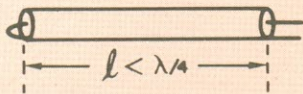

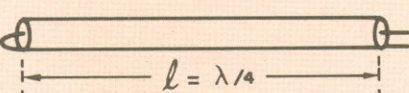
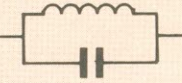
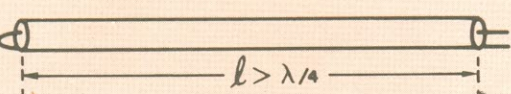
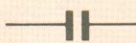
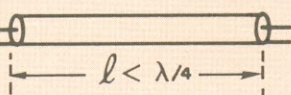

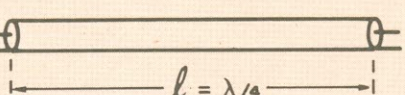
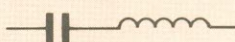
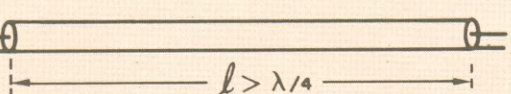
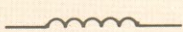
		comp. da linha de transmissão	circuito equivalente
linha de transmissão	"curto-circuitada"		
			
			
linha de transmissão	"aberta"		
			
			

Fig. 19

Circuitos equivalentes de segmentos de linha de transmissão.

das sem recorrer aos complexos cálculos que de outro modo seriam necessários.

Como já vimos, quando a impedância da carga (uma antena, por exemplo) é diferente da característica da linha à qual está conectada, a impedância do sistema varia gradualmente em função da distância à carga. A certa distância a da carga (fig. 20), a componente resistiva (R_0) da impedância será numericamente igual à impedância característica da linha, enquanto que a componente reativa poderá ser positiva ou negativa, isto é, $Z = R_0 \pm jX$. Se neste ponto for conectada uma reatância de igual magnitude, mas de sinal oposto, estas se anularão mutuamente; e o segmento de linha situado entre esse ponto e o transmissor se comportará como se estivesse conectado a uma carga com impedância igual a Z_0 , de modo que estará isento de ondas estacionárias. A reatância acrescentada com tal finalidade geralmente é obtida de um segmento de linha de transmissão, denominado *stub*, em inglês.

Para exemplificar a técnica, imaginemos uma linha de transmissão com 50 ohms de impedância característica, conectada a uma antena com 200 ohms em sua frequência de ressonância, conforme indicado na figura 20. De sejamos determinar: 1º) a que distância (a) da antena devemos conectar o *stub*; 2º) o comprimento (b) do *stub*, bem como se seu extremo livre deverá estar aberto ou em curto. Vejamos como fazê-lo com o auxílio do nomograma de Smith.

Obviamente, a primeira providência é normalizar a impedância da antena $[Z/Z_0 = (200 \pm j0,0)/50 = 4 \pm j0,0]$ e representá-la por um ponto (A) no nomograma (fig. 21). Por esse ponto traça-se, então, o círculo de ROE constante.

A seguir, traça-se o círculo definido pela junção de todos os pontos representativos de impedância $Z/Z_0 = 1 \pm jX$. Esse é o círculo das resistências correspondente a $R = 1$, que passa pelo centro do nomograma e intercepta o círculo de ROE constante em dois pontos (A e B). Como apenas um desses basta para resolver o problema, utilizaremos arbitrariamente o ponto B.

Risca-se, então, duas retas: uma passando pelo centro do nomograma e pelo ponto A (R_1 na fig. 21), e a outra (R_2 na fig. 21) unindo o ponto B ao centro do nomograma. Ambas interceptam a escala mais externa (distância ao gerador) e a diferença entre as duas lei-

turas de intersecção é a distância a procurada. No exemplo em pauta, temos $a = 0,323 - 0,250 = 0,073 = 0,073 \lambda$.

Constate agora, no nomograma, que o ponto B do exemplo em pauta apresenta uma impedância $Z/Z_0 = 1 - j1,5$. Essa é a impedância ocorrente a uma distância a da carga. Se nesse ponto introduzirmos uma reatância de mesma magnitude, porém de sinal oposto — portanto, $+j1,5$ —, ambas se anularão mutuamente, resultando que daí ao transmissor a impedância será constante, igual a $Z/Z_0 = 1 \pm j0,0$ e independente ao comprimento da linha.

A reatância $+j1,5$ pode ser fornecida por um segmento de linha de transmissão, de comprimento b , curto-circuitado em seu extremo livre, conforme observamos detalhadamente há

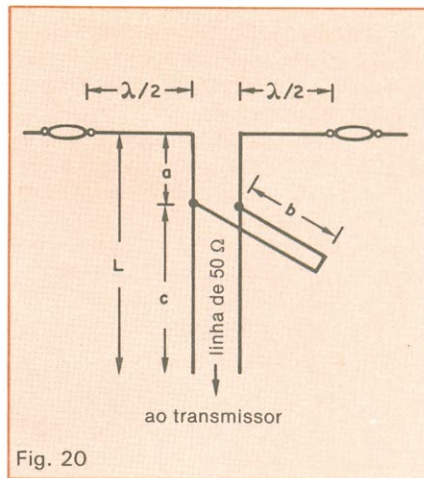


Fig. 20

Exemplo usado para ilustrar o processo stub matching de casamento de linha à antena.

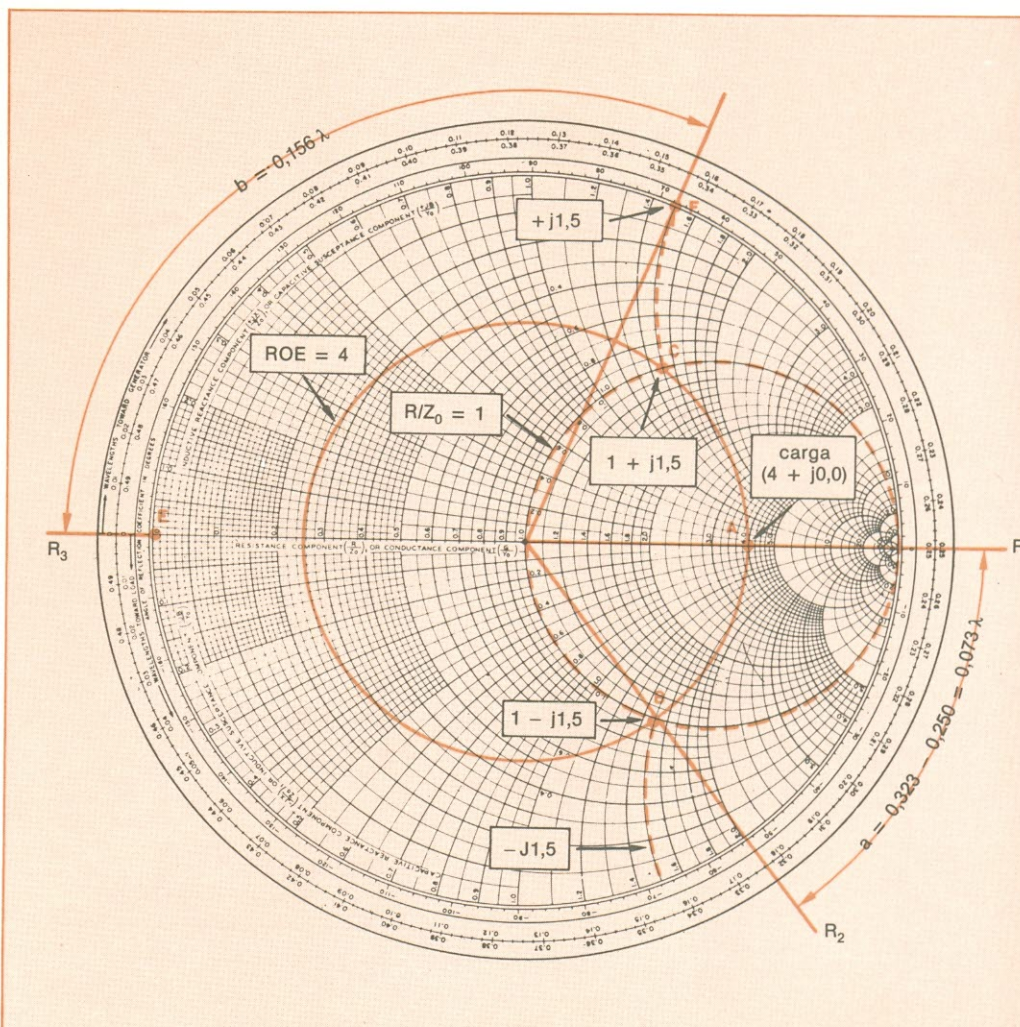


Fig. 21

Solução do problema de stub matching apresentado na figura 20.

pouco. Mesmo assim, vejamos como determinar b para o exemplo em pauta.

1) Primeiro representa-se por um ponto (E, na fig. 21) a impedância ($Z = 0,0 \pm j0,0$) da "carga" do segmento de linha de transmissão que será utilizado como *stub*.

2) Em seguida, representa-se por um ponto (F, na fig. 21) a impedância que o *stub* deverá apresentar ($Z = 0,0 + j1,5$, no exemplo).

3) Com uma reta (R_3) une-se, então, o ponto F ao centro do nomograma, a qual interceptará a escala mais externa (distância ao gerador) no ponto correspondente ao comprimento b do segmento de linha de transmissão. Em nosso exemplo, essa intersecção ocorre em $0,156 \lambda$, indicando assim que o *stub* deverá ter $0,156 \lambda$ de comprimento.

Portanto, eis a resposta do problema. O *stub* deve ter $0,156 \lambda$ de comprimento, com seu extremo livre curto-circuitado, e deve ser instalado na linha a $0,073 \lambda$ de distância da junção com a antena.

Não esqueça, porém, que essas dimensões estão expressas em comprimentos de onda elétricos. Portanto, o fator de velocidade da linha de transmissão deve ser levado em consideração.

Observação — As soluções apresentadas referem-se às linhas de transmissão isentas de perdas. Linhas não muito compridas apresentam perdas desprezíveis, de modo que as técnicas descritas podem ser adotadas sem qualquer correção. O The ARRL Antenna Handbook, 13.^a edição, mostra como levar as perdas em consideração.

Bibliografia

A.R.R.L. — *The ARRL Antenna Handbook: American Radio Relay League*, Newington, Connecticut, USA, 1974.
 Goodman, B. — *My Feed Line Tunes My Antenna*, QST, abril, 1977, p. 40-42.
 Hall — *Smith-Chart Calculations for the Radio Amateur*, QST, janeiro, 1966, p. 22, e fevereiro, 1966, p. 30.
 Regier, F. A. — *Series-Section Transmission-Line Impedance Matching*, QST, julho, 1978, p. 14-16.
 Toia, M. J. — *Antenna Impedance by Direct SWR Measurements*, QST, junho, 1972, p. 22-26.
 Tuite, D. — *Practical Circuit Design*, TAB Books, USA, 1974. ●

Impedâncias reais e normalizadas

Tabela 2

comprimento	impedância (ohms)			
	linha "aberta"		linha "curto-circuitada"	
	normalizada $\left(\frac{Z}{Z_0} = \frac{R}{Z_0} + \frac{jX}{Z_0}\right)$	real ($Z = R \pm jX$)	normalizada $\left(\frac{Z}{Z_0} = \frac{R}{Z_0} \pm \frac{jX}{Z_0}\right)$	real ($Z = R \pm jX$)
1	2	3	4	5
0,00	$\infty \pm j\infty$	$\infty \pm j\infty$	$0,0 \pm j0,000$	$0,0 \pm j0,00$
0,02	$\infty - j7,9$	$\infty - j395$	$0,0 + j0,126$	$0,0 + j6,30$
0,04	$\infty - j3,9$	$\infty - j195$	$0,0 + j0,257$	$0,0 + j12,8$
0,06	$\infty - j2,5$	$\infty - j125$	$0,0 + j0,397$	$0,0 + j19,9$
0,08	$\infty - j1,82$	$\infty - j91,0$	$0,0 + j0,55$	$0,0 + j27,5$
0,10	$\infty - j1,38$	$\infty - j69,0$	$0,0 + j0,73$	$0,0 + j36,5$
0,125	$\infty - j1,0$	$\infty - j50,0$	$0,0 + j1,00$	$0,0 + j50,0$
0,14	$\infty - j0,83$	$\infty - j41,5$	$0,0 + j1,21$	$0,0 + j60,5$
0,16	$\infty - j0,63$	$\infty - j31,5$	$0,0 + j1,58$	$0,0 + j79,0$
0,18	$\infty - j0,47$	$\infty - j23,5$	$0,0 + j2,13$	$0,0 + j106,5$
0,20	$\infty - j0,325$	$\infty - j16,25$	$0,0 + j3,08$	$0,0 + j154$
0,22	$\infty - j0,19$	$\infty - j9,50$	$0,0 + j5,24$	$0,0 + j262$
0,24	$\infty - j0,063$	$\infty - j3,15$	$0,0 + j15,9$	$0,0 + j795$
0,25	$\infty \pm j0,00$	$\infty \pm j0,00$	$0,0 \pm j\infty$	$0,0 \pm j\infty$
0,26	$\infty + j0,063$	$\infty + j3,15$	$0,0 - j15,9$	$0,0 - j795$
0,28	$\infty + j0,19$	$\infty + j9,50$	$0,0 - j5,24$	$0,0 - j262$
0,30	$\infty + j0,325$	$\infty + j16,25$	$0,0 - j3,08$	$0,0 - j154$
0,32	$\infty + j0,47$	$\infty + j23,5$	$0,0 - j2,13$	$0,0 - j106,5$
0,34	$\infty + j0,63$	$\infty + j31,5$	$0,0 - j1,58$	$0,0 - j79,0$
0,36	$\infty + j0,83$	$\infty + j41,5$	$0,0 - j1,21$	$0,0 - j60,5$
0,375	$\infty + j1,00$	$\infty + j50,0$	$0,0 - j1,00$	$0,0 - j50,0$
0,40	$\infty + j1,38$	$\infty + j69,0$	$0,0 - j0,73$	$0,0 - j36,5$
0,42	$\infty + j1,82$	$\infty + j91,0$	$0,0 - j0,55$	$0,0 - j27,5$
0,44	$\infty + j2,5$	$\infty + j125$	$0,0 - j0,397$	$0,0 - j19,9$
0,46	$\infty + j3,9$	$\infty + j195$	$0,0 - j0,257$	$0,0 - j12,8$
0,48	$\infty + j7,9$	$\infty + j395$	$0,0 - j0,126$	$0,0 - j6,30$
0,50	$\infty \pm j\infty$	$\infty \pm j\infty$	$0,0 \pm j0,00$	$0,0 \pm j0,00$

Radioenlace para a faixa de SHF

Numa série de quatro artigos, será descrito o funcionamento de um transceptor para microondas, que opera na faixa de SHF

Este artigo tem por finalidade descrever o funcionamento detalhado de um equipamento de rádio (transmissor + receptor), que opera na faixa de SHF: o MO-700-II, de fabricação nacional, desenvolvido pela Philips do Brasil — Divisão Inbelsa. Mas o princípio básico de funcionamento é válido para qualquer outro equipamento de microondas similar tanto nacional como importado, que opere na faixa de SHF.

Transmissor — O transmissor de microondas, como se vê no diagrama de blocos, na figura 1, destina-se à transmissão de 960 canais telefônicos e/ou um sinal composto de TV em cores. Por medida de segurança, o equipamento funciona na configuração 1 + 1, o que significa que um opera continuamente — o principal —, enquanto o outro fica inoperante — o reserva. Ambos, o principal e o reserva, são similares. O transmissor divide-se em 6 unidades, sendo que cada uma delas exerce uma função específica:

- 1) Entrada do Modulador
- 2) Oscilador/Modulador
- 3) FI-Transmissão
- 4) Oscilador Local (TX)
- 5) Multiplicador
- 6) Painel de Transmissão

Entrada do Modulador — O sinal da BB (Banda Básica) que compõe os 960 canais de voz a serem transmitidos, vindos do equipamento Multiplex, com um nível de -45 dB, é aplicado em uma das entradas da unidade. O sinal é ajustado através de dois atenuadores inter-

nos, para um nível na saída de $-33,8$ dB. Na outra entrada é aplicado o sinal da sub-BB, com um nível de -20 dBm/600 Ω , vindo da unidade telefônica através do canal de serviço (fig. 2). Internamente, é gerado um tom piloto com frequência de 8,5 MHz, com a função de supervisionar o sinal da BB ao longo da rota. O sinal composto forma-

do por sub-BB, BB e piloto, após ser amplificado e filtrado, é levado a duas saídas separadas.

A unidade de Entrada do Modulador, que antecede ao Modulador, como se vê na figura 3, tem as seguintes funções:

— combinar os sinais da sub-BB e BB, aplicados às suas respectivas entra-

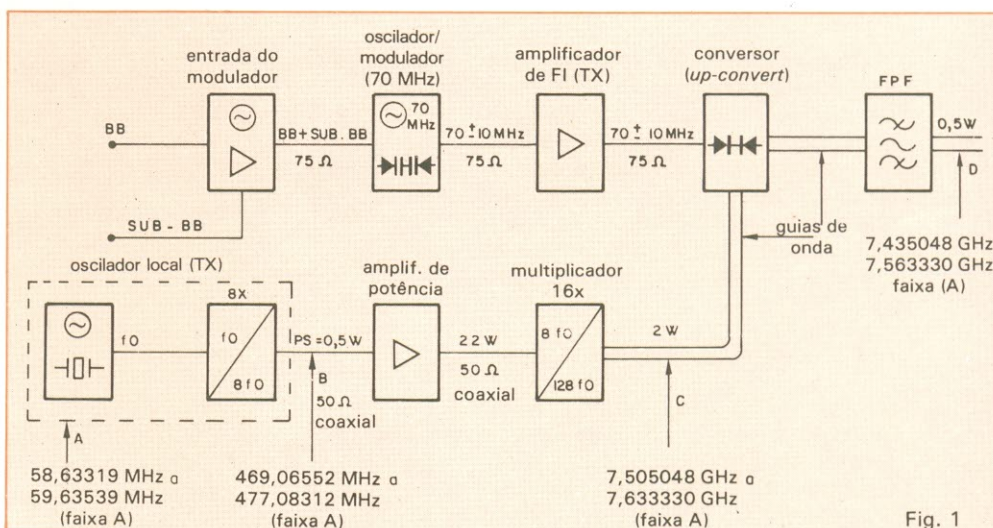


Fig. 1

Diagrama em blocos de um transmissor de microondas para a faixa de 7,5 GHz (SHF).

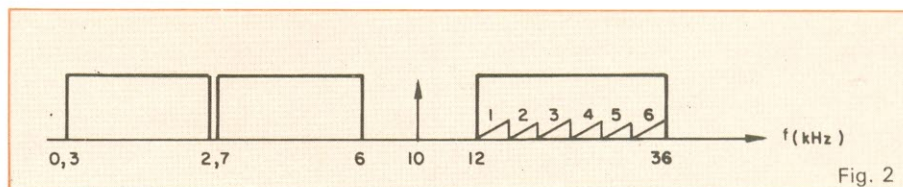


Fig. 2

Espectro de frequência ocupado pela sub-BB.

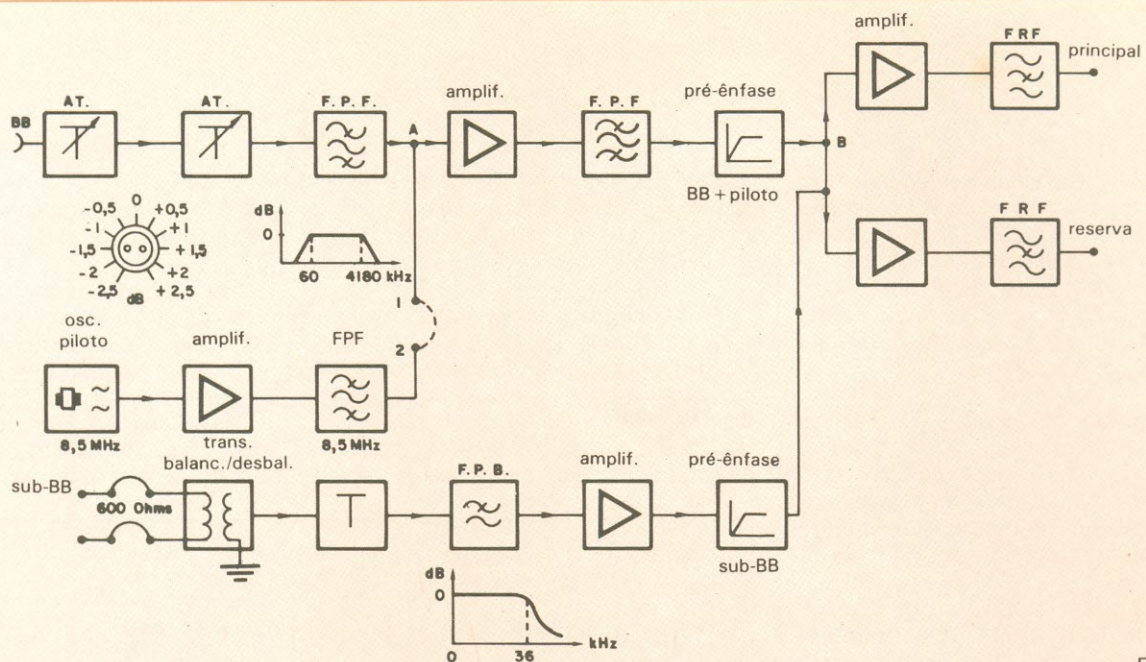


Fig. 3

Diagrama em blocos da unidade Entrada do Modulador.

das, além do sinal do tom piloto gera do internamente;

- ajustar o nível do sinal da sub-BB, BB e piloto, de maneira a fornecer um nível desejado na entrada da unidade seguinte, ou seja, do Modulador;
- aplicar a curva de correção da pré-ênfase para os sinais da sub-BB, BB e piloto;
- gerar internamente um tom piloto com frequência de 8,5 ou 8,6 MHz.

A seguir, damos uma descrição detalhada do funcionamento de cada bloco visto na figura 3.

Atenuador de $\pm 2,5$ dB — Trata-se de um atenuador que, em passos de 0,5 dB, comandado por uma chave rotativa fixa no painel frontal da unidade, permite atenuar ou reforçar 2,5 dB em relação à posição central de 0 dB. A principal função desse atenuador é compensar as perdas existentes no cabo coaxial que interliga o equipamento mux ao rádio. Devido ao fato de o equipamento de rádio operar na faixa de SHF — com propagação visada direta, para um maior alcance óptico — ele deve ficar em um ponto o mais elevado possível. Normalmente, esse ponto se localiza fora da cidade. Por outro lado, o equipamento multiplex fica ao lado da central de comutação IU, no centro da cidade. Dependendo da distância que os separa e do tipo de cabo usado, podemos ter uma atenuação de 1 a 2,5 dB. Neste caso, o atenuador age reforçando em igual número de decibéis atenuados, de maneira a compensar as perdas ocorridas no cabo. Quando acontece de ambos os equipamen-

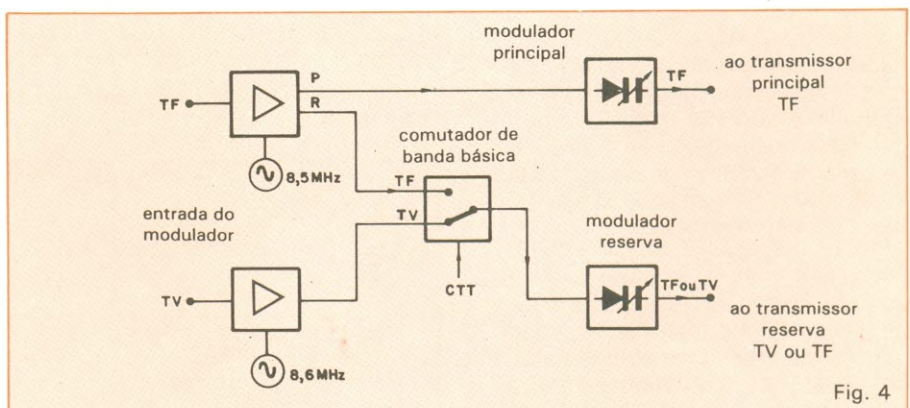


Fig. 4

Diagrama em blocos para um sistema de 1 + 1 com telefonia (TF) no principal e televisão (TV) no reserva.

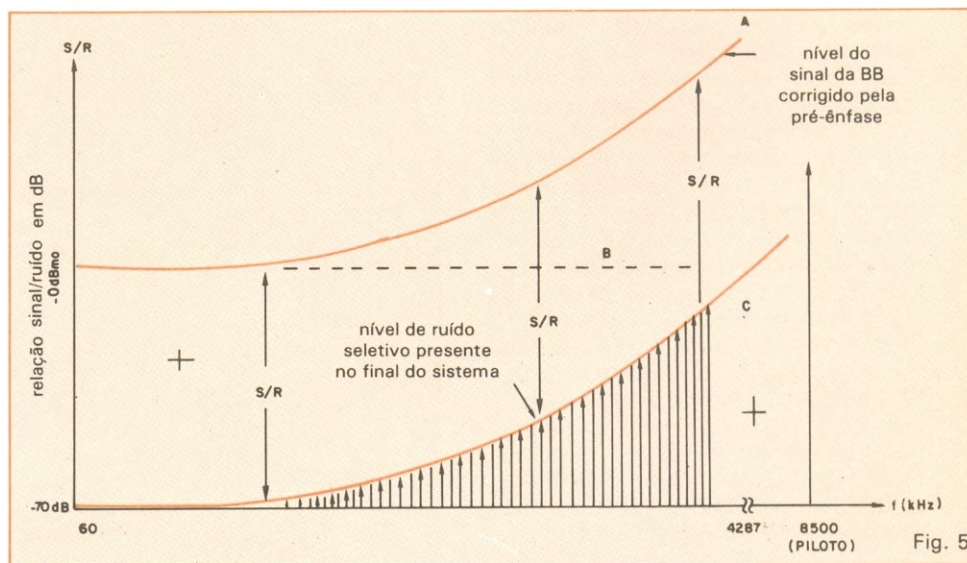


Fig. 5

Curva de correção da pré-ênfase (A) e relação sinal/ruído.

tos estarem na mesma estação, um ao lado do outro, o sinal da BB chega na entrada do rádio com um nível acima do nominal, que é de -45 dB (ver Tabela 5). Através da ação do atenuador, consegue-se um nível nominal na entrada da unidade seguinte, isto é, na Entrada do Modulador.

Atenuador de 1,5 dB — Trata-se de um segundo atenuador, com uma atenuação de 1,5 dB em passos de 1 a 0,5 dB. A comutação é feita através de pontos soldáveis internamente, permitindo uma atenuação total de 1,5 dB.

Filtro passa-faixas — Consiste na combinação de dois filtros, sendo um passa-baixas, com frequência de corte acima de 4 280 kHz, e um passa-altas, com frequência de corte (ponto de -3 dB) em 55 kHz. Os dois filtros formam um filtro passa-faixas, com banda passante entre 60 kHz a 4 287 kHz, selecionando só a faixa ocupada pelos 960 canais telefônicos. Oferece assim uma atenuação superior a 70 dB, nas frequências que estão abaixo de 60 kHz e acima de 4 287 kHz, impedindo a presença dos sinais da sub-BB e do piloto, na saída do mux.

Oscilador de tom piloto — A frequência do tom piloto é gerada a partir de um oscilador controlado a cristal, com forma de onda senoidal pura, de boa estabilidade de frequência. O oscilador de tom piloto gera um sinal com frequência de 8,5 ou 8,6 MHz no caso de enviar-se TV no transmissor reserva (fig. 4). A frequência do piloto equivale a um tom posicionado acima do extremo superior da Banda Básica, onde a amplitude do ruído aumenta em função do quadrado da frequência da BB, como mostra a curva C da figura 5. Com isso, estamos analisando o comportamento do sistema na pior condição. O sinal piloto é injetado na estação terminal (no início da rota) juntamente com o sinal da BB, e o segue ao longo da rota, supervisionando sua continuidade, assim como sua amplitude e o nível do ruído. No final da rota, o piloto e o ruído associado a este são separados do sinal da BB, por meio de um filtro, chamado de receptor piloto. Este compara a amplitude do tom piloto (o piloto aqui substitui o sinal da BB) e a amplitude do ruído. Com base na relação sinal/ruído da BB e do piloto, dá para se ter uma idéia da qualidade do sistema, mesmo operando nor-

malmente. Nas estações, onde o piloto não é injetado, este pode ser desligado, bastando, para isso, abrir o "curto" existente entre os sinais 1 e 2.

Amplificador + filtro — O tom piloto é inicialmente aplicado a um amplificador, onde é elevado para um nível desejado, e a seguir aplicado a um filtro passa-faixas. O filtro seleciona só a frequência do piloto, rejeitando os sinais harmônicos e os espúrios gerados

pelo oscilador. Da saída do filtro, o sinal piloto é aplicado ao ponto A, juntamente com o sinal da BB.

Filtro passa-faixas — O filtro cobre a banda de 60 kHz a 8500 kHz, deixando passar a faixa correspondente a BB + piloto e rejeitando a sub-BB.

Pré-ênfase (BB + piloto) — Como vimos, a faixa de frequência ocupada pelos 960 canais + piloto, vai de 60 kHz

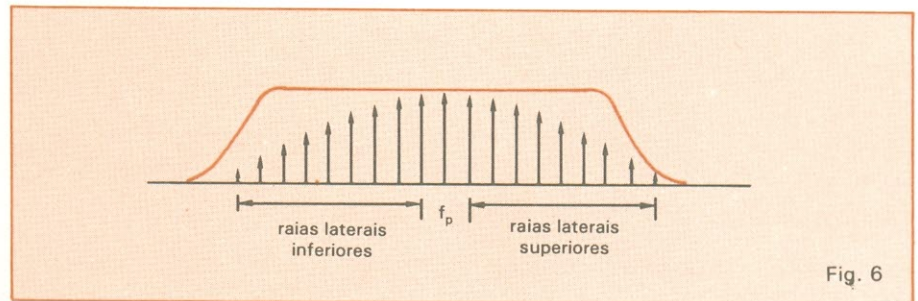


Fig. 6

Banda passante do filtro na saída do transmissor e amplitude relativa das raiais laterais.

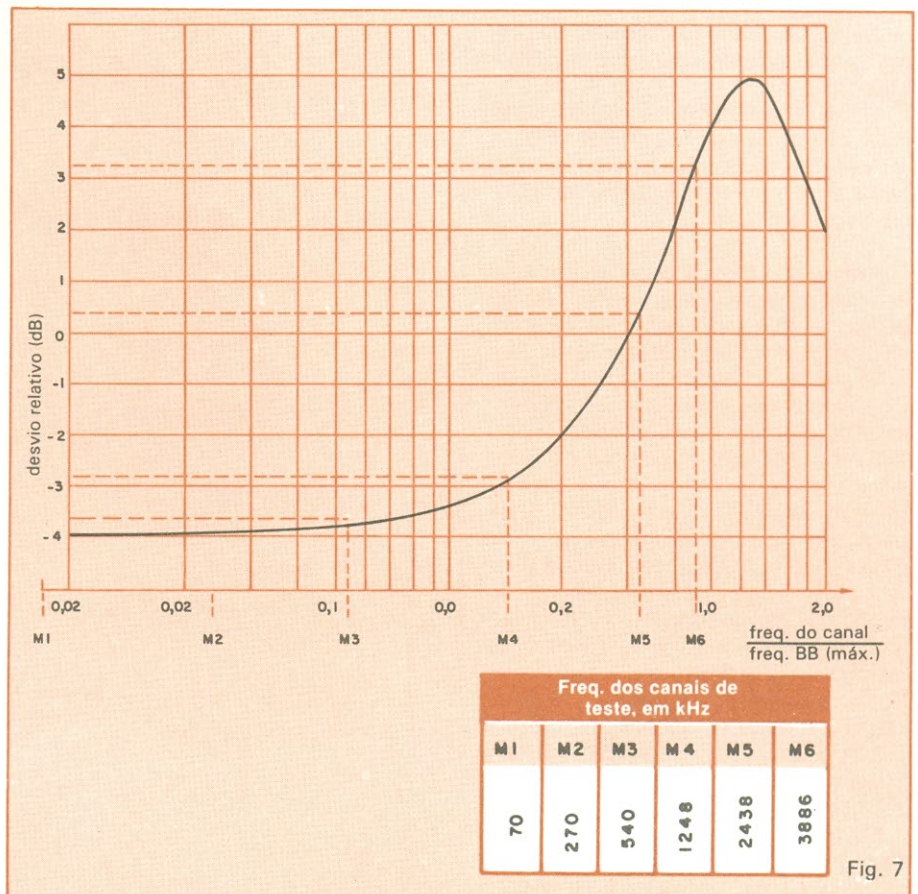


Fig. 7

Curva de pré-ênfase para 960 canais, recomendação 275 do CCIR.

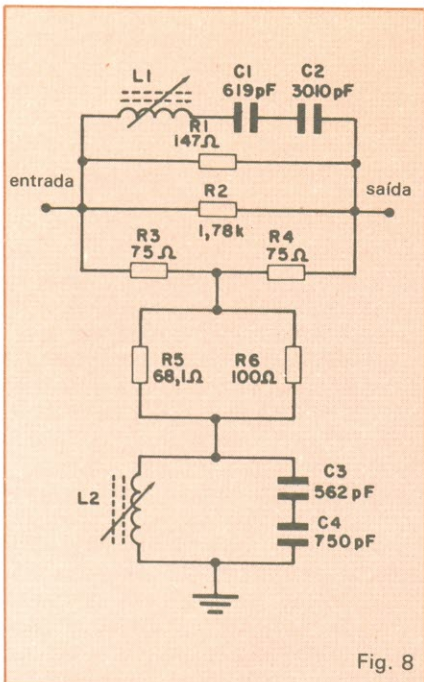


Fig. 8

Malha da pré-ênfase de acordo com a recomendação 275 do CCIR.

a 8500 kHz. Quando transmitimos essa faixa de frequência, através de um sistema de rádio de alta capacidade, com modulação direta (FM), notamos que, quanto maior for o espectro ocupado pelo sinal da BB, menor será a densidade da potência concentrada neste espectro. Isto pode ser explicado da seguinte maneira:

— Na transmissão dos sinais modulados em FM, a potência total na saída do transmissor é uma soma da potência contida na portadora e a potência contida nas bandas laterais, posicionadas dentro da banda passante do filtro na saída do transmissor (fig. 6).

— Os pares de banda lateral, ou raiais, que contêm os harmônicos dos sinais da BB, têm suas amplitudes reduzidas gradativamente, à medida que se afastam, da portadora.

— Quanto maior for a frequência da BB, menor será o número de pares de bandas laterais distribuídos e menor será a potência transmitida correspondente a essa frequência. Por exemplo, considerando-se a banda passante do filtro, ilustrada pela figura 6 como sen-

do de ± 10 MHz, isto significa que, se aplicarmos na entrada um tom com frequência de 100 kHz, aparecerá até a 100.^a harmônica do sinal aplicado. Por outro lado, se aplicarmos um tom com frequência de 4 MHz (4 000 kHz), só irá aparecer a 2.^a harmônica, dentro do mesmo espectro. Daí podemos concluir porque os sinais da BB de alta frequência, quando recuperados na saída do receptor, têm menor amplitude, em comparação com os sinais de baixa frequência. Por sua vez, o ruído térmico gerado internamente no equipamento de rádio, tanto no lado do transmissor como do lado do receptor, aumenta com o aumento da frequência da BB (curva C da fig. 5).

O ruído térmico é gerado por fontes internas dos equipamentos. Nos transistores e resistores o ruído é gerado pela agitação térmica provocada pela circulação de corrente nestes componentes. Quanto maior a temperatura, maior o nível de potência do ruído. Também os osciladores, principalmente os controlados a cristal, contribuem com ruído, em virtude do movimento

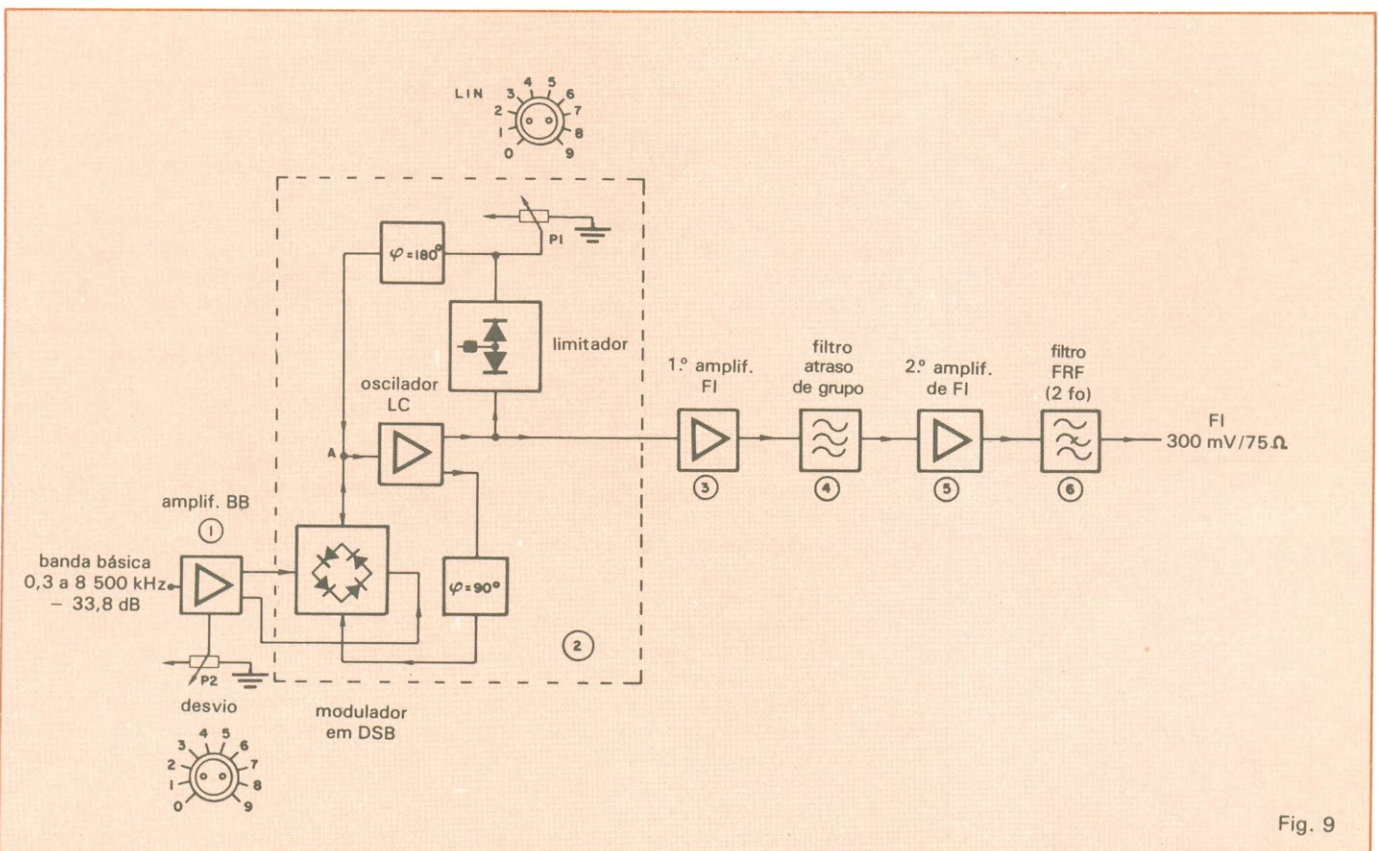


Fig. 9

Diagrama em blocos do Oscilador/Modulador.

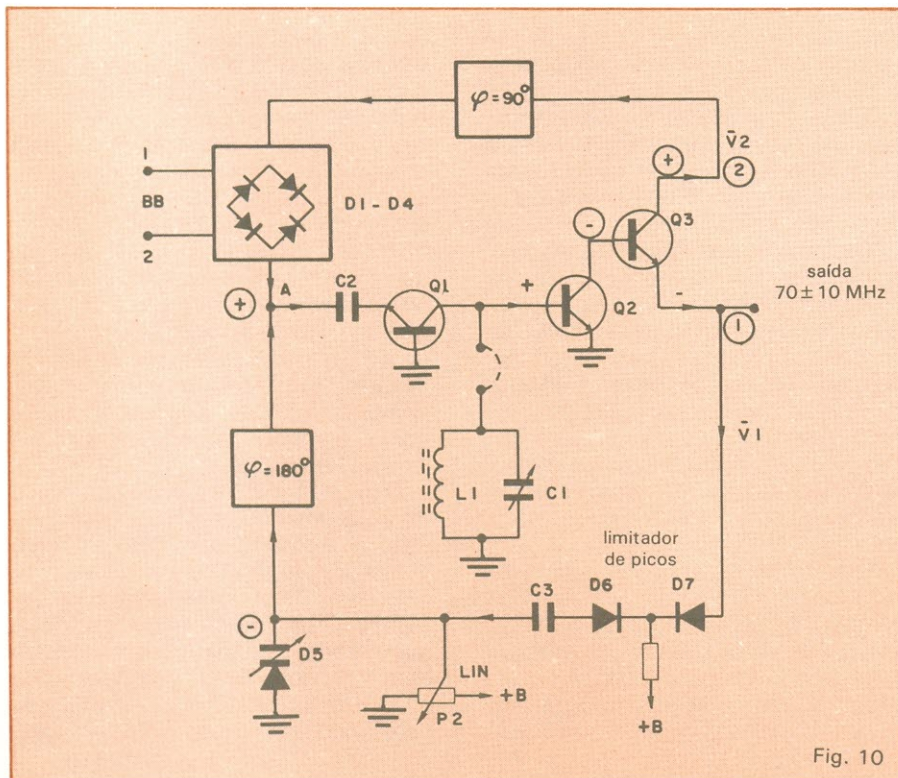


Fig. 10

Circuito do Oscilador/Modulador de 70 MHz.

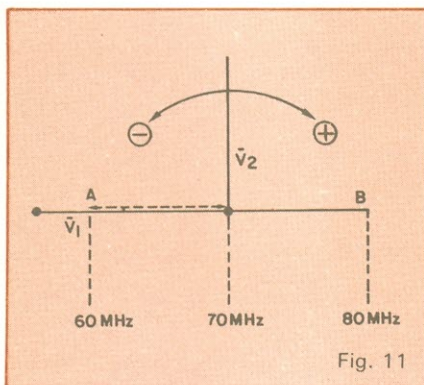


Fig. 11

Representação vetorial da modulação.

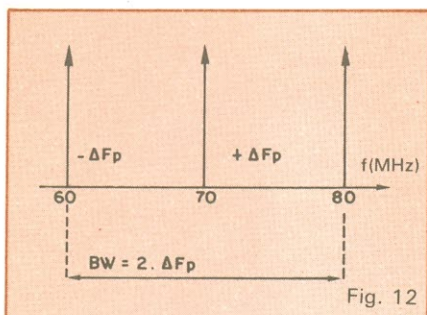


Fig. 12

Banda passante total em torno da portadora de 70 MHz.

mecânico de suas placas. Os misturadores, tanto do transmissor como do receptor, geram ruídos espúrios, devido ao batimento entre as frequências aplicadas às suas entradas. E o modulador e demodulador (modem) também gera ruído, devido à não linearidade dos mesmos.

Todos esses ruídos gerados pelas fontes mencionadas aparecem na saída do receptor dentro do espectro da BB, na forma de ruído aleatório. Ao contrário do sinal da BB, a densidade do ruído térmico não é constante em todo o espectro, sendo que a potência do ruído aumenta em função do quadrado da frequência da BB. Isto significa que quanto maior for a frequência da BB, maior será a potência do ruído aleatório presente no final do sistema, como mostra a curva C da figura 5.

Se nada for feito para corrigir esse inconveniente, quanto maior for a frequência da BB, menor será a relação sinal/ruído medida no final do sistema, indicada pela curva B da figura 5. Para solucionar esse problema é usado um circuito de pré-ênfase, que tem como função reforçar as altas frequências da BB na mesma proporção do aumento da potência do ruído, como se vê na

curva A da figura 5. Assim, em qualquer ponto que formos medir a relação sinal/ruído dentro do espectro da BB, esta se manterá constante.

Na figura 7, temos a curva da pré-ênfase, de acordo com a recomendação 275 do CCIR. No eixo vertical observamos o reforço em dB que a mesma é capaz de provocar nas frequências da BB: de ± 4 dB em relação ao ponto de 0 dB. No eixo horizontal, temos a frequência normalizada, definida como sendo a relação entre a frequência em um ponto qualquer na BB (f_x) e a frequência máxima da BB, que, no nosso caso, é de 4 287 kHz. No ponto x, da figura 7, não há reforço e nem atenuação na amplitude do sinal da BB; a frequência na qual isto acontece é conhecida como frequência de zero pré-ênfase ou neutra. O ponto de zero pré-ênfase corresponde a uma relação de $f_x/f_{m\acute{a}x} = 0,608$, para 960 canais, à frequência de 2 546 kHz. A malha da pré-ênfase, vista na figura 8, é na realidade um filtro passa-baixas ressonante na frequência de 1,25 fmáx, ou seja, aproximadamente 5 358 kHz. Trata-se de uma malha complexa, formada só por componentes passivos como: bobinas, capacitores e resistores. Sua função é reforçar as altas frequências e, como mostra a figura 7, só as frequências da BB e do piloto são reforçadas, não afetando os sinais da sub-BB.

Sub-BB — Além da BB, também transmitimos a sub-BB, que está posicionada abaixo do espectro da banda básica, ocupando um intervalo de 0,3 a 36 kHz. A sub-BB é constituída pelos seguintes intervalos de frequência:

- 0,3 a 2,7 kHz — É enviado a um canal de voz, para uso exclusivo do pessoal técnico, permitindo um meio de comunicação entre as estações ao longo da rota e sendo usado durante o alinhamento e manutenção das mesmas.

- 2,7 a 6 kHz — Este intervalo de frequência é usado na transmissão de dados na forma binária, usados para telecomandar e/ou supervisionar as estações não atendidas ao longo da rota. Sempre que há um defeito qualquer em uma estação é enviado um alarme para um centro de controle e manutenção, no final da rota. Também é enviado telecomando do centro para as estações, com o objetivo de supervisionar, por exemplo, o nível de óleo do reservatório, acender ou apagar a luz de sinalização localizada no tope da torre etc.

- 10 kHz — Trata-se de um tom piloto que está para a sub-BB assim como o piloto de 8,5 MHz está para a BB. Ou seja, tem a função de comutar a sub-



Diagrama em blocos (B) do painel de transmissão.

• **12 a 36 kHz** — Nesta faixa são enviados 6 canais de voz multiplexados em FDM, que são usados para servir cidades com pequena demanda ao longo da rota, sem necessidade de demodular e modular a BB, principalmente em estação repetidora de FI.

O sinal da sub-BB, vindo da gaveta do canal de serviço, é aplicado ao primário de T1. Este tem uma relação de impedância de 1:1, sendo o primário com impedância de 600Ω balanceada e o secundário com 600Ω desbalanceado. O secundário desbalanceado torna o projeto do atenuador e do filtro que o segue bem mais simples.

• **Atenuador** — Esse atenuador é do tipo soldável, em passos de 1, 2 e 4 dB, propiciando uma atenuação total de 7 dB. O atenuador é ajustado para termos, na saída, o sinal da sub-BB com nível desejado.

• **Filtro passa-baixas** — Possui uma banda passante plana ($\pm 0,2$ dB) de 0,3 a 36 kHz, com uma frequência de corte (ponto de -3 dB) acima de 40 kHz. O filtro atenua as frequências que estão acima de 36 kHz em 30 dB ou mais, inclusive a BB + piloto. A sub-BB é composta por diversos sinais, como ilustra a figura 2.

ênfase da BB (fig. 7) reforça só os sinais que estão acima de 60 kHz, não afetando os sinais da sub-BB. Para melhorar a relação sinal/ruído dos sinais da sub-BB, temos que aplicar a correção de uma segunda pré-ênfase, com a mesma função da primeira, porém bem mais simples.

Na saída dos respectivos circuitos de pré-ênfase, os sinais são combinados no ponto B, de onde são enviados a dois amplificadores com saídas isoladas. No ponto B temos um espectro contínuo de frequência, desde 0,3 a 8 500 kHz, constituído pelos sinais da sub-BB, BB e piloto. As entradas dos amplificadores são ligadas em paralelo, formando um circuito com uma entrada e duas saídas: principal e reserva. A saída principal vai ao modulador principal e a saída da reserva vai ao comutador de BB (CBB), como mostra a figura 4. No caso de transmitir-se sinais de TV com o transmissor reserva, quando houver uma interrupção no principal, a TV cai fora, entrando a telefonia no reserva.

• **Filtro rejeita-faixas** — Na saída de cada amplificador, temos um filtro rejeita-faixas, ressonante na frequência de 70 MHz, gerada pelo modulador, com rejeição de 20 dB ou mais. Isso evita que o sinal de 70 MHz volte para a saída da unidade Entrada do Modulador, provocando batimento com os sinais da BB.

Oscilador/Modulador — O Oscila-

dor/Modulador, ou simplesmente modulador, tem duas funções básicas: gerar uma portadora de 70 MHz e modular essa portadora com o sinal da BB, pelo processo de modulação direta (FM). O circuito se divide em 6 sub-unidades, como demonstra a figura 9.

• **Amplif. BB (1)** — O sinal da BB, após ter sofrido a correção da pré-ênfase e com o nível ajustado para um valor adequado, é injetado na entrada do amplificador, onde é elevado para um nível desejado. A saída do amplificador é do tipo balanceada, permitindo excitar diretamente o modulador balanceado em anel, responsável direto pelo processo de modulação. O ganho do amplificador pode ser variado em $\pm 1,5$ dB em relação ao seu nível nominal, através do potenciômetro P2, fixado no painel frontal da unidade. Como no processo de modulação direta, o desvio é diretamente proporcional à amplitude do sinal modulante (BB). O potenciômetro é identificado por “desvio”

• **Osc/Mod (2)** — Este é formado por 5 sub-unidades: um amplificador, 2 malhas deslocadoras de fase, um modulador em anel e um limitador de picos, como vemos nas figuras 9 e 10. O oscilador basicamente é formado por um amplificador (Q2 e Q3), com dois elos de realimentação, sendo que a saída 1 é defasada de 90° em relação a sua entrada (ponto A). Por sua vez, a saída 2 não sofre defasagem, tem a mesma fase da entrada. Entre a saída 1 e a en-

trada A há uma malha que desloca a fase do sinal realimentado em 180°; com isso, o amplificador é realimentado na mesma fase, mantendo o oscilador operando.

A realimentação é feita através de um limitador de pico, formado por D6 e D7, com a função de controlar a amplitude do sinal realimentado no ponto A, mantendo, assim a amplitude na saída do oscilador constante. A saída 2, não defasada, é aplicada a uma segunda malha que defasa o sinal realimentado, neste elo, em 90°. O sinal defasado é aplicado ao modulador balanceado em anel, formado por D1 a D4.

Na outra entrada do modulador em anel é aplicado o sinal da BB, onde ocorre a modulação propriamente dita, porém, em DSB. A modulação pode ser representada de uma maneira bem elementar — por meio de uma soma vetorial, como na figura 11. No ponto A da figura 10 temos uma soma de dois vetores, \vec{V}_1 e \vec{V}_2 ; supondo-se o caso inicial de não haver modulação, os vetores estão defasados de 90° entre si, o que corresponde à frequência central de 70 MHz. Quando aplicamos o sinal da BB ao modulador balanceado, o vetor \vec{V}_2 sofre uma variação de base de $\pm 45^\circ$ em relação à posição inicial. Supondo-se o sinal da BB como sendo senoidal puro, o vetor \vec{V}_2 irá variar entre os pontos A e B da figura 11; isso corresponde à variação na frequência da portadora de ± 200 kHz; no caso de aplicar-se todos os canais, esse desvio corresponde a ± 10 MHz.

O desvio ou sensibilidade do modulador pode ser alterado variando-se a posição de P2 (desvio), pois, na modulação direta, quanto maior foi a amplitude do sinal modulante (BB), maior será o desvio. Na entrada do amplificador — formado por Q2 e Q3 — temos um circuito LC formado por L1/C1, sintonizado na frequência central do oscilador (70 MHz), para evitar que o oscilador opere em uma frequência diferente.

• **Desvio** — Quando aplicamos à entrada do Osc/Mod um tom com nível de -33,8 dBm, na frequência de zero pré-ênfase, ou seja, de 2 546 kHz, o modulador apresenta um desvio de $\Delta f = 200$ kHz (RMS)*. Quando aplicamos não mais um tom puro, mas sim um sinal

composto, ocupando um espectro contínuo de 0,3 a 4 287 kHz mais o piloto de 8,5 MHz, o desvio da portadora será bem maior que 200 kHz. Agora temos um desvio de pico (Δf_p) que pode ser calculado usando-se a fórmula:

$$P_m + P_c = 20 \log \frac{\Delta f_p}{\Delta f_o} \quad [1]$$

Onde:

P_m = fator de carregamento dos 960 canais de voz que vamos transmitir, para $N = 960$ canais, temos:

$$P_m = -15 + 10 \log N$$

$$P_m = -15 + 10 \log 960 =$$

$$= -15 + 10 \cdot 2,98 = -15 + 29,8$$

$$\therefore P_m = 14,8 \text{ dBm}$$

P_c = fator de pico ou fator de crista; para 960 canais, temos $P_c = 13,1$ dB.

Δf_o = desvio RMS; para um tom na frequência de zero pré-ênfase, ou seja, de 2 546 kHz, como vimos, é provocado um desvio na portadora de 70 MHz de $\Delta f_o = 200$ kHz (RMS).

Δf_p = desvio de pico, quando carregado com os 960 canais, ou seja, desvio total de pico.

Aplicando-se a equação [1], temos:

$$14,8 \text{ dBm} + 13,1 \text{ dB} = 20 \log \frac{\Delta f_p}{200 \text{ kHz}}$$

$$\left(\text{anti-log} \frac{27,9}{20} \right) \times 200 \text{ kHz} =$$

$$= 24,83 \times 200 \text{ kHz} \rightarrow$$

$$\therefore \Delta f_p = 4 966 \text{ kHz}$$

Aplicando-se a lei de Carlson, temos:

$$BW = 2 (\Delta f_p + f_{\text{máx}}) \quad [2]$$

Onde:

BW = banda passante total ocupada em torno da portadora de 70 MHz (figura 12).

Δf_p = desvio de pico para uma carga total, ou seja, para todos os 960 canais operando simultaneamente, calculado através da equação [1].

$f_{\text{máx}}$ = frequência máxima da BB; para 960 canais, temos $f_{\text{máx}} = 4 287$ kHz.

Aplicando-se a equação [2], temos:

$$BW = 2 (4 966 + 4 287) \text{ kHz} =$$

$$= 2 \times 9 253 \text{ kHz} = 18 506 \text{ kHz}$$

Na saída do modulador temos uma banda passante de 18 506 kHz, aproximadamente 20 MHz, sendo 10 MHz acima e 10 MHz abaixo da portadora de 70 MHz, como vemos na figura 12.

• **Amplif. [3] e [5]** — O sinal na saída do modulador, já na frequência de 70 ± 10 MHz, é aplicado a dois amplificadores de banda larga, com banda passante de CC a 100 MHz. Na saída do 2º amplificador, temos um nível nominal de 300 mV/75Ω.

• **Filtro de atraso de grupo [4]** — Este filtro é do tipo “passa tudo”, com a função de corrigir mudanças no atraso do grupo na faixa de 60 a 80 MHz, provocadas no conjunto modulador + amplificadores.

• **Filtro rejeita-faixas [6]** — É um filtro LC do tipo rejeita-faixas, sintonizado na frequência de 140 MHz (2ª harmônica de 70 MHz). O Osc/Mod tem tendência de oscilar também em 140 MHz.

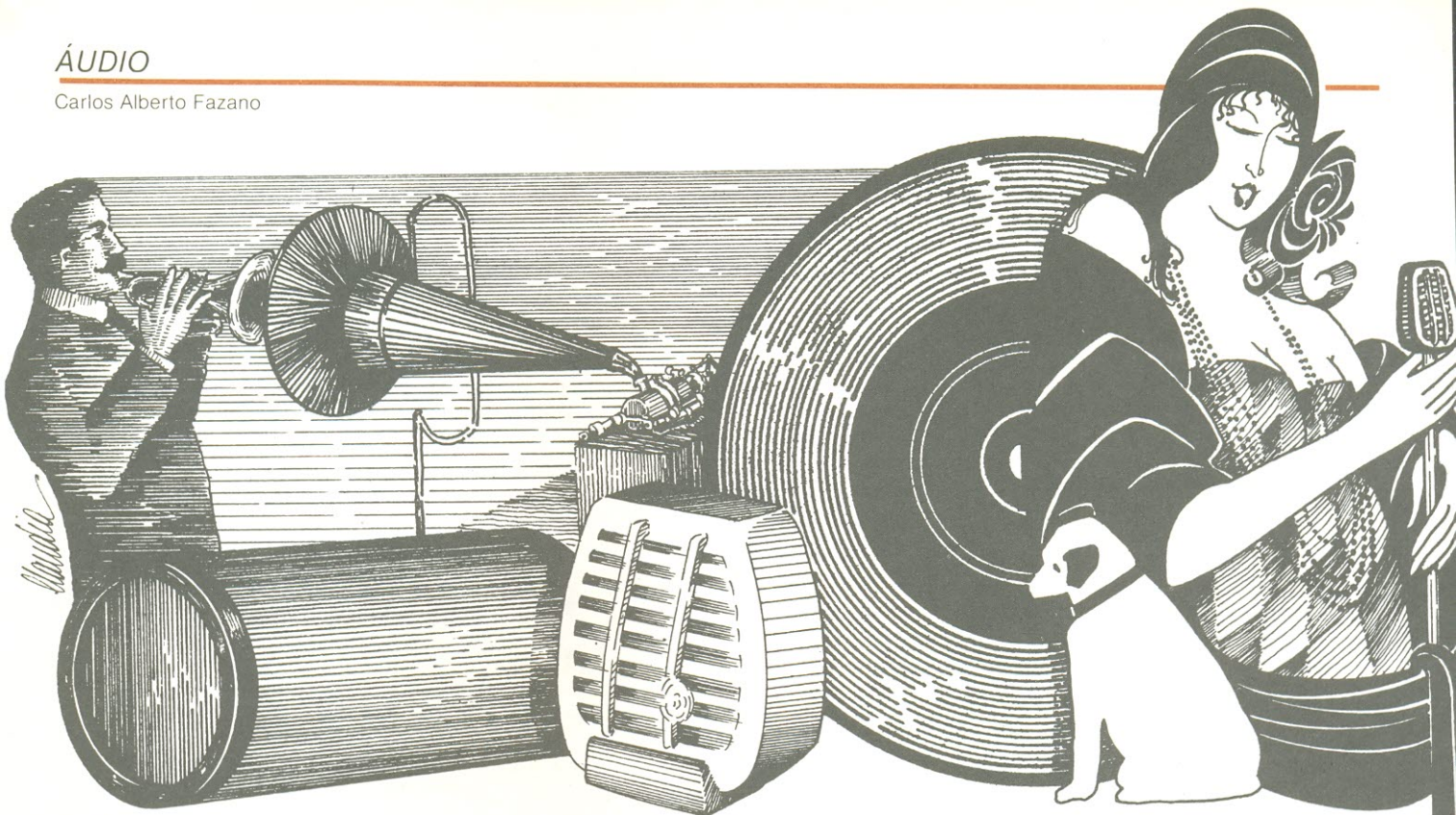
Amplificador de FI (TX) — O amplificador de FI do transmissor, ilustrado na figura 13, faz parte do painel de transmissão e tem as seguintes funções:

- a) amplificar e filtrar o sinal na saída do oscilador/modulador;
- b) elevar o nível na entrada de 300 mV/75Ω (+0,9 dBm) para um nível na saída de 7 V (RMS)/75Ω ($\approx 0,5$ W);
- c) limitar os picos, provocados pelo residual da modulação AM, através de um limitador série;
- d) filtrar os espúrios da 2ª harmônica, gerados pelo limitador;
- e) permitir a repetição do sinal em nível de FI, na estação repetidora de FI.

O amplificador de FI do transmissor eleva o nível do sinal na entrada para um nível na saída com potência de 0,5 W, necessário para excitar o conversor do painel de transmissão.

O sinal de 70 ± 10 MHz é aplicado no amplificador com um ganho de 13 dB e uma resposta plana de 0 a 100 MHz. O sinal na saída do amplificador é aplicado a um limitador série. No Oscilador/Modulador, a portadora de 70 MHz, além de ser modulada diretamente em FM pelo sinal de BB, também recebe uma pequena modulação AM. Na saída do limitador, o residual da modulação AM é totalmente suprimido. O filtro passa-faixas, sintonizado em 70 MHz, com banda passante plana em ± 10 MHz, suprime os sinais espúrios produzidos pelo limitador, assim como a 2ª harmônica. Na saída do amplificador, temos uma tensão de 7 V (RMS) sobre uma impedância de 75Ω, equivalendo a uma potência de 0,5 W. Essa potência é aplicada na entrada do misturador onde é feita a conversão, como ilustra a figura 14.

* A maioria dos medidores usados para medir desvio só mede valor de pico. Neste caso, ao invés de um desvio de 200 kHz, iremos ler um valor de 282 kHz (pico).



Restauração de discos antigos

Neste artigo, um processo para recuperar as “jóias” sonoras do passado, além de informações sobre os métodos de gravação usados desde o começo do século

Restaurar gravações dos antigos discos de 78 rotações pode parecer coisa de museólogos, considerando-se o estágio atual da eletroacústica, com a tecnologia digital isenta de ruídos e distorções.

Além dos ávidos colecionadores de discos antigos, poucos são os audiófilos que se interessam pelos ruidosos 78, geralmente devido a fatores de ordem tecnoinformativa. Entretanto, extrair os sons gravados daqueles velhos e poeirentos sulcos, de forma a reproduzi-los nos sofisticados e digitalizados equipamentos de hoje, é algo fascinante, pois o grande acervo sonoro do passado ressurgirá tão vivo e pitoresco, resultando numa atividade extremamente gratificante e de valor cultural incalculável.

Mas, como tornar-se um pesquisador, ou, no sentido figurado da palavra, um arqueólogo dos sons do passado? Sossegue! O sacrifício não é tão grande assim! Basta, evidentemente, conhecer os fundamentos da técnica de restauração e, o que é mais importante, dispor de uma boa dose de paciência.

As gravações pré-microsulco — Antes de tratarmos da técnica de restauração, são de grande valia alguns comentários sobre a tecnologia dos discos do então período pré-microsulco ou *long-playing*, para nos familiarizarmos com as causas e efeitos dos sons dissonantes dessas gravações. Por volta de 1920, os discos eram produzidos por processos puramente mecânicos, originariamente derivados do fonógrafo de Edison. O princípio da gravação consistia em usar, no estúdio, diversos tipos de ressoadores ou, como são mais conhecidos, bocais e campânulas, para a produção das ondas sonoras. Estas, por sua vez, eram transmitidas a um diafragma que modulava correspondentemente uma agulha ou estilete sobre um material moldável, registrando-as (foto 1).

Uma vez que o diafragma agia como único modulador para a gama total de frequência do programa sonoro, o processo acústico possuía uma margem dinâmica muito estreita, que, nas melhores das condições, atingia de 200 Hz a 3 kHz, caracterizando os discos desta natureza por sua tonalidade desvanecida.

Com o contínuo aperfeiçoamento da termoiônica, a válvula amplificadora permitiu o aparecimento dos primeiros sistemas de amplificação eletrônicos, criando condições para o surgimento do cinema sonoro e, também, para as gravações elétricas. Estas já apresentavam um avanço substancial com relação à resposta em frequência, possuindo, então, amplitude entre 50 Hz e 4 kHz. Nessa época apareceram as primeiras marcas famosas, como Viva-Tonal, Orthophonic etc, que, no início dos anos 30, permitiam registros sonoros em matrizes de cera de frequências com até 10 kHz.

No processo de gravação e reprodução anterior ao disco plano, inventado por Emil Berliner e patenteado sob o nome de **gramofone**, praticamente não existiam as matrizes, sendo que cada disco era elaborado quase que individualmente. Nesse estágio tecnológico, as gravações apresentavam peculiaridades de registros nos padrões de frequência, conformação ou na prensagem propriamente dita.

Assim, no registro sonoro, o método de corte e a velocidade de gravação, apesar de serem aspectos fundamentais, estavam ainda em sua fase embrionária. O método de corte nada mais

é do que a forma pela qual as ondas sonoras são registradas no sulco do disco. Os primeiros discos, antes da invenção de Berliner, eram gravados semelhantemente aos cilindros de fonógrafos, usando-se a chamada modulação vertical — um deslocamento da agulha nos sulcos no sentido do pico a vale. Posteriormente, a maioria dos discos comerciais foi gravada pelo método de corte lateral — sistema **gramofone** ou modulação horizontal. Entretanto, algumas etiquetas lançavam mão de processos híbridos, de forma a se tornarem compatíveis com os vários tipos de reprodutores ou fonocaptadores existentes.

Antes do motor de histerese-síncrono, para uso nas máquinas de corte, devido à falta de padronização industrial e de um controle de qualidade adequado, eram freqüentes as variações de velocidade de gravação e reprodução, tais como 78-78, 26-80 e até 80 rpm, em alguns dos primeiros discos Berliner. Enrico Caruso, o grande tenor italiano, e artesãos, como Eldridge Johnson, muito contribuíram para a uniformização da velocidade de gravação/reprodução nos primórdios da fabricação de discos, que somente começou a se colocar dentro de critérios técnicos com o aparecimento das gravações elétricas, em 1927.

Se havia dificuldades na operação de registro das ondas sonoras, a prensagem dos discos era ainda mais complexa. Isto porque, na época, inexistiam os plásticos apropriados para estampagem, pois as primeiras resinas e os polímeros sintéticos estavam apenas começando a surgir.

Desta maneira, os discos eram prensados e processados, usando-se os mais variados tipos de materiais: substâncias alcatroadas, bases metálicas, de vidro, recobertas com vernizes e acetatos, misturas de resinas naturais tipo goma-laca e, finalmente, algumas das primeiras resinas sintéticas fenólicas, como o **condensite**. De acordo com o princípio de fabricação empregado, apresentavam espessura variável e formatos de 10 e 12 polegadas. Em certas etiquetas era comum, também, diâmetros de 5 1/2 e 20 polegadas. Berliner, sem dúvida alguma, revolucionou a indústria fonográfica. O seu processo, que consistia basicamente na elaboração de matrizes de cera de abelha e, em seguida, na produção de originais por eletrodeposição, permitia a obtenção de considerável número de dupli-

cações, independentemente do material usado na prensagem. Entretanto, apesar da excelente qualidade sonora das matrizes e originais, o ruído superficial das gravações era inevitável, decorrente da precária estrutura físico-química dos materiais utilizados. Mesmo com a gravação elétrica, como não havia ainda fonocaptadores de agulha permanente, adicionava-se substâncias abrasivas, como o **carborundum**, na formulação dos materiais de prensagem. Isto era feito com a finalidade de esmerilhar as pontas das agulhas metálicas dos fonocaptadores existentes, de maneira a conformar a sua geometria com aquelas do sulco de cada disco, devido à falta de padronização da sua forma, profundidade e largura (foto 2).



Acima, o cilindro fabricado com resina condensite para o uso nos fonógrafos desenvolvidos por Edison, que utilizavam gravação por corte vertical.

Abaixo, um dos problemas típicos que defrontamos nos discos de acetato: o deslocamento da face gravada de sua base de alumínio.



Além destas considerações de ordem mecânica, resta-nos ainda mencionar o problema de equalização, que, na realidade, exprime duas funções distintas: a curva de fato ou intencional pela qual eram feitos os registros sonoros e a correção das condições sônicas inerentes a cada gravação específica. Os discos antigos foram gravados com curvas que não correspondem aos modernos padrões de reprodução determinados pela *Recording Industry Association of America* (RIAA).

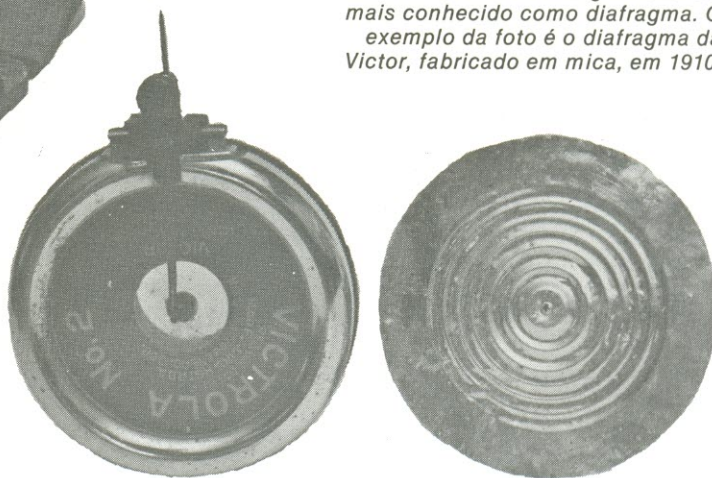
A técnica de restauração — Para a reprodução de discos antigos existem duas tendências, que decorrem da experiência dos ávidos colecionadores. Numa delas, estão aqueles que advogam que estas gravações somente devem ser reproduzidas em equipamentos originais da época como os gramofones, vitrolas de corda etc. Entretanto, imagine, caro leitor, você chegando um belo dia em sua casa, com uma dessas máquinas em baixo do braço, para colocá-la em sua sala de estar, com o objetivo de reproduzir os empoeirados, estridentes e ruidosos discos 78". Levando em conta o humor da sua cara-metade, e considerando que tais parafernália não possuem controle de volume, imagine o que poderá acontecer. Bem, provavelmente você jamais irá colocá-la em operação. Além do mais, aparelhos desta natureza são considerados antiguidades e, como tal, têm os seus preços excessivamente inflacionados, e ainda costumam necessitar de reparos mecânicos trabalhosos.

Portanto, a segunda alternativa, a reprodução por via eletrônica, é mais fácil e tecnicamente a mais completa. Entretanto, como estas gravações sempre apresentam superfícies sujas, mofo e, algumas vezes, empenadas, é necessário prepará-las corretamente, antes de submetê-las à restauração propriamente dita.

Para a maioria das prensagens e acetatos, o uso de solução morna de sabão neutro é suficiente para a remoção de poeiras e gorduras. Em seguida enxágua-se com água corrente. Caso a superfície esteja muito atacada por mofo, o que é indicado pelo aparecimento de manchas esbranquiçadas, a sua remoção, temporária, pode ser feita por outro procedimento químico, no caso, o uso de uma solução branda de detergente amoniacal. Infelizmente, estas substâncias tendem a dissolver as



Na foto da esquerda, os diversos tipos de agulhas metálicas empregadas na reprodução dos sons dos discos mais antigos. À direita, o captador de sons acústicos das primeiras vitrolas de corda e dos gramofones, mais conhecido como diafragma. O exemplo da foto é o diafragma da Victor, fabricado em mica, em 1910.



camadas de acetato e os outros tipos de materiais usados nas antigas prensagens. Deste modo, é preciso utilizá-las sempre experimentalmente e com bastante atenção. Discos de alumínio e zinco, sem qualquer tipo de camada orgânica aplicada, podem ser limpos com óleo de silicone. Em qualquer um dos processos de limpeza acima mencionados, é importante proteger a etiqueta ou o selo central com um adesivo à prova de água ou plástico.

Os discos antigos podem, ainda, exigir outros tipos de tratamento, como desempenamento, correção da excentricidade do furo central e remoção de deformações nos sulcos. O desempenamento das superfícies consiste em se aplicar pressão moderada por longos períodos. Em certas situações o disco pode ser submetido a um aquecimento não superior a 80 ou 90°C, pois, caso contrário, poderão ocorrer danos irreparáveis. Para o aquecimento por curtos períodos em uma estufa, o disco é apoiado sobre uma placa de fórmica, de maneira a proteger os sulcos gravados. O esfriamento gradual sempre deve ser efetuado sob pressão. Quando necessário, é importante a correção da excentricidade do furo central, causada por defeitos de fabricação, para minimizar o efeito de desafinação (*wow*). Como a maioria dos discos antigos são constituídos de materiais quebradiços, a centralização correta deve ser executada com extremo carinho, através de uma lima fina e redonda, e de calços de papel ou plástico rígido.

Pelo fato de os discos serem reproduzidos com fonocaptadores modernos em braços resilientes, o aparecimento de estalidos e trilhagem irregular denota a obliteração dos sulcos por deformações plásticas ou por matérias estranhas engastadas. Sua remoção deve ser feita por meio de um pequeno estilete de aço, com a ajuda de uma lupa de aumento regular. Em quaisquer destas circunstâncias, e como estamos manuseando gravações antigas, geralmente de caráter histórico, é aconselhável que a sua eficiência seja previamente comprovada em discos semelhantes, porém de menor importância.

Muito bem. Com os discos assim

preparados, podemos partir para a restauração dos seus conteúdos sonoros. Para efeito prático, as anomalias das antigas gravações podem ser agrupadas em: a) sulcos irregulares e diferentes métodos de corte (lateral e vertical); b) velocidade e formato fora de padrão; e c) equalização.

Compatibilização fonocaptor/sulco

— Há 50 anos, muito pouco se conhecia sobre a influência da configuração dos sulcos, bem como de sua forma e largura, na fidelidade sonora. Devido à instabilidade dimensional, as agulhas, com raio médio de ponta em torno de 2,5 milésimos de polegada (para certos tipos de discos com sulcos em V), quer por ação de excessivas forças de trilhagem, ou ainda, de agentes abrasivos, eram conformadas às condições dos sulcos, diferentemente dos seus congêneres modernos, onde a sua forma é padronizada e lapidada em fábrica. Em algumas gravações, o contato da agulha com as impressões sonoras era tão incompleto, que apenas parte do sinal podia ser reproduzido. Este comportamento irregular dos sulcos, aliado às deficiências dos primeiros fonocaptadores, deu origem a deformações mecanoplásticas, em grande parte responsáveis pelo ruído superficial destas gravações (esta anomalia é aumentada quando utilizamos os equipamentos modernos).

Por conseguinte, tanto a agulha como o transdutor de um moderno fonocaptor devem estar compatibilizados para captar, com o mínimo possível de distorções, os registros sonoros impressos nos erodidos e deformados sulcos. Para melhorar a trilhagem e fornecer uma resposta de frequência mais plana, livre de ressonâncias, há duas

modificações efetivas: o truncamento e o sobrediâmetro. A agulha truncada possui uma ponta arredondada, de maneira que a sua altura é bem menor que o seu diâmetro. O seu comportamento na trilhagem do sulco pode ser análogamente comparado ao se introduzir uma esfera num tubo com diâmetro ligeiramente inferior; ou seja, esse tipo de agulha, ideal para reprodução de discos com corte lateral, nunca atinge o vértice do sulco, diminuindo consideravelmente a captação de informações espúrias contidas nas modulações sonoras. As agulhas truncadas, geralmente com diâmetros de 3,5 a 4 milésimos de polegadas, são lapidadas por empresas especializadas do exterior, o que encarece o seu custo e dificulta a sua aquisição.

Um outro tipo de agulha é a sobrediâmetro — ou de ponta relativamente larga —, que permite a discriminação de certas características oriundas do processo de corte dos sulcos, tais como largura, mutilação, sobremodulação e subvelocidade. Entre estas agulhas, estão algumas pré-elaboradas por empresas especializadas, e ainda fonocaptadores não muito modernos, como por exemplo: fonocaptor *Stanton 50*, equipado com agulha D-5129; *GE VR-LL*, monaural, e vários modelos *Shure*, série M-40 e 90, equipados com agulhas para reprodução de discos 78.

De uma forma geral, o raio médio da ponta das agulhas oscila na seguinte ordem: para transcrições em acetatos — 2 milésimos de polegada; para discos de corte vertical e lateral — 2,5, 3 ou 3,5 milésimos de polegada. Para a reprodução de acetatos, uma técnica muito usada é realizar esta operação, mantendo a sua superfície ligeiramente umedecida, após a lavagem. Assim,

o ruído será reduzido sensivelmente.

Pelo transdutor, onde estão alojados os elementos eletromecânicos do fonocaptor, geralmente do tipo magnético, é que se faz a chamada isolamento vetorial, ou seja, a primeira das modificações de ordem eletrônica com a finalidade de reduzir as distorções. Em virtude das condições dos sulcos anteriormente avaliadas, o deslocamento da agulha se processa de forma irregular, de modo que modulações do corte vertical e lateral originam ruídos laterais e verticais, respectivamente. Assim, defasando-se os sinais espúrios, através de conexões seletivas, um fonocaptor magnético estereofônico pode reproduzir discos que apresentem: microsulco ou *long-playing* moderno; corte lateral; corte vertical; corte híbrido.

O box 1 ilustra o fonocaptor magnético estereofônico e as respectivas conexões elétricas para a reprodução dos diversos tipos de configurações de sulcos.

Ainda com referência ao fonocaptor, resta mencionar que a sua força de trilhação pode variar de 3 a 7 gramas, em função não somente da sua concepção mecânica como também das características do braço do toca-discos, que se está utilizando. A Tabela 1 indica as características básicas dos principais tipos de gravações.

Velocidade/formato e o toca-discos

— As gravações antigas são encontradas nos mais variados formatos e com diferentes velocidade de reprodução. Entre elas, estão os discos Edison de 10 polegadas para 80 rpm; as transcrições em acetato de programas de rádio, trilhas sonoras de filmes em 16 polegadas e em 78 rotações ou, até mesmo 33 1/3; e as gravações gigantes com 20 polegadas para velocidades de 120 a 130 rpm, produzidas pela Pathé francesa.

Dada esta diversificação, é necessário que o toca-discos tenha condições de se adaptar para reproduzi-las, considerando-se a compensação de erros de trilhação, excentricidade do furo central, formatos, resiliência de braços e, principalmente, da velocidade.

Os toca-discos automáticos podem ser utilizados, embora apresentem desvantagens em discos com furos centrais excêntricos, além de não permitirem ajuste preciso da velocidade. Assim, os tipos profissionais e semiprofissionais são os mais adequados.

Dentre estes, existem os mais variados modelos. De origem estrangeira: o *Thorens TD 124II*, equipado com braço SME 3012; o *Lenco L-75*, com sistema anti-resvalo, indicado para reprodução dos discos Pathé: o *Rek-O-Kut*, modelos CVS-12 e CVS-125, com velocidade continuamente variável, o que credencia também para a reprodução dos discos Pathé, e o *Garrard*, modelo 303. Dos nacionais, merece destaque o modelo profissional fabricado pela *Delta*.

Além da falta de padronização dos formatos, variável de 7 a 20 polegadas, há ainda outros fatores relacionados com o processo de corte e prensagem. Assim, discos HMV (*His Master Voice*) monoface possuem uma pista entre o

Os toca-discos

profissionais são

os mais adequados

rebordo externo e o início da gravação propriamente dita, exigindo que a agulha seja exatamente posicionada sobre a mesma, pois, em caso contrário, não ocorrerá a trilhação. Outros, por exemplo, são caracterizados como de início central; isso significa que a agulha deve assentar-se próxima à etiqueta, movendo-se para fora à medida que se processa a reprodução. Neste sistema de gravação há uma vantagem: as passagens de maior margem dinâmica, que ocorrem sempre no início e no final da música, ficam mais próximas dos sulcos externos; suportam, conseqüentemente, um sinal de modulação mais intenso. Por outro lado, há o caso de algumas emissoras européias que usavam também um sistema de gravação alternado, que consistia em sulcos com início central e início externo, para minimizar possíveis variações de tonalidade, na radiodifusão de programas contínuos.

Todas estas considerações e peculiaridades devem ser observadas para que a reprodução da gravação seja feita dentro dos seus parâmetros originais, permitindo que as modulações sonoras ou sinais sejam tratados eletronicamente.

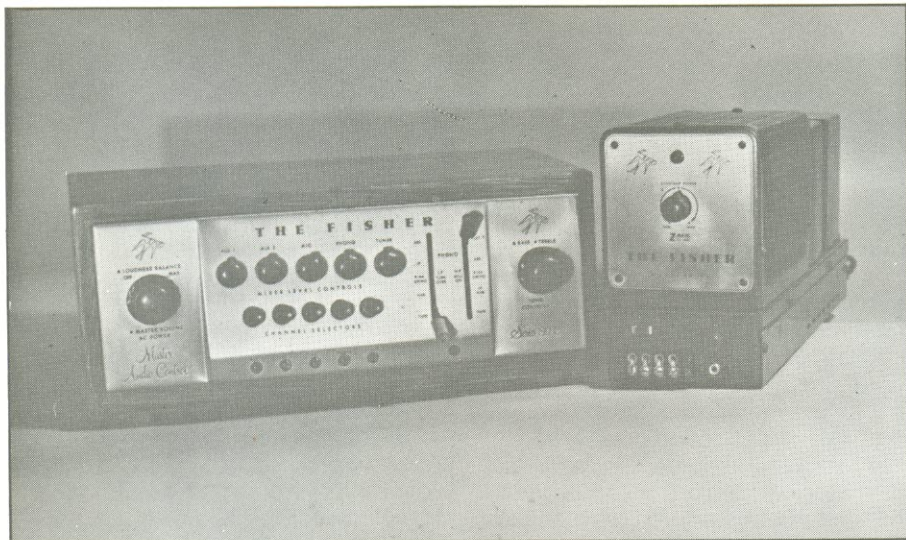
O tratamento eletrônico do sinal —

Após as considerações de ordem mecânica, o próximo e mais complexo estágio é o que se refere ao tratamento eletrônico do sinal, não somente para a supressão de anomalias do tipo faixa passante estreita (zumbidos, estalidos) ou larga (distorções harmônicas múltiplas), com o mesmo nível de intensidade do conteúdo sonoro, bem como para o ajuste do seu balanço tonal e a equalização propriamente dita.

Basicamente, o equipamento eletrônico para reprodução/gravação dos discos antigos consiste de uma seção amplificadora e, de uma outra, para o tratamento do sinal. A seção amplificadora pode ser constituída por qualquer bom amplificador do tipo integrado ou que, preferencialmente, disponha de um setor de potência e pré-amplificação em separado. Entretanto, vale ressaltar que, como as gravações antigas não apresentam equalização em curvas padrão estabelecidas por normas internacionais — RIAA (Tabela 2) —, quando reproduzidas em aparelhos modernos, tendem a apresentar sons dissonantes exigindo um contínuo auxílio dos controles de tonalidade e filtragem (Tabela 3). Na operação de gravação, este problema torna-se ainda mais crítico, pois, como os controles não atuam no sinal de saída, não podem conseqüentemente, modificá-lo.

Então, como proceder? No mercado internacional já existem centros de controles (pré-amplificadores) específicos para esta finalidade, mas são caros entre nós! Uma alternativa mais econômica consiste em se utilizar um dos primeiros amplificadores valvulados fabricados nas décadas de 50 e 60, que já possuem várias opções de equalizações, tanto para reproduções de discos 78, como para os primeiros LPs de 10 polegadas, de origem americana ou européia. Localizar tais tipos de aparelhos em oficinas de rádio, feiras de antiguidade, mercados de troca, lojas de móveis usados não é tão difícil. Exige apenas paciência e, principalmente, uma boa dose de trabalho, pois, geralmente, demandam uma restauração que qualquer radiotécnico pode executar (foto 3).

O processamento do sinal é feito por dispositivos eletrônicos, intercalados entre o toca-discos e o pré-amplificador, denominados filtros e equalizadores que, na realidade, atuam de maneira semelhante. Assim, os filtros removem ruídos superficiais e distorções harmônicas; e, como operam em cará-



ter passivo, são projetados para atender a aplicações específicas, o que dificulta e onera a sua aquisição. Por sua vez, os equalizadores de 1/3 de oitava ou, em falta destes, os menos seletivos de 1/8 de oitava, são os mais indicados. Isto porque, além de agirem como filtros, permitem também a correção das deficiências de equalização inerentes às antigas gravações.

Os equalizadores apresentam várias concepções e, quando possuem controles deslizantes, montados em adjacência, são chamados de equalizadores gráficos, uma vez que a sua disposição simula uma representação gráfica da curva de resposta de frequência levantada pelo aparelho. Sua eficácia dependerá da qualidade eletromecânica de seus componentes e, principalmente, da facilidade de manuseio do balanço tonal.

A equalização é trabalhosa. Conforme as características do ruído e do sinal, ela exigirá um ajuste meticuloso, para que seja possível estabelecer um equilíbrio coerente na reprodução/gravação e, mesmo, das próprias condições ambientais de audição. Por exemplo, em certos casos, um ligeiro amortecimento das baixas frequências permitirá obter um corte menos agressivo de ruídos intensos na região situada entre 5 e 10 kHz. Para facilitar o registro e as futuras duplicações dos níveis ideais de resposta de frequência relativos a cada gravação — e que são determinados pela configuração dos controles do equalizador —, pode-se plotá-los em gráficos, também conhecidos como **cartas de tons**.

A gravação dos sinais tratados — Apesar da preferência de alguns colecionadores em ouvir somente reproduções de discos originais, a gravação em fita magnética é bem mais como-

da, permitindo efetuar a chamada operação de adição, que contorna certos defeitos, como, por exemplo, as áreas dos sulcos danificadas irremediavelmente e de difícil remoção pelas técnicas mencionadas anteriormente. Além disso, facilita consideravelmente o planejamento dos programas sonoros em sequência lógica, utilizando-se, simultaneamente, modernos sistemas eletrônicos de expansão e compressão de sinais do tipo DBX e Dolby, que complementam a minimização dos ruídos, e ainda aumentam sensivelmente a sua fidelidade.

A técnica de gravação consiste primeiramente em se produzir a chamada fita matriz. Neste caso, o mais aconselhável é usar o gravador de rolo, empregando-se material magnético de boa qualidade, e numa velocidade nunca inferior a 7 1/2 ips. Assim, devidamente preparada, essa fita pode ser usada para *dubbing* ou regravação de outras fitas tipo rolo ou cassete.

Fontes e possibilidades dos discos antigos — Os discos antigos podem ser obtidos nas mais variadas fontes: casas de caridade, feiras de antiguidade, mercado de trocas, ferro-velho e até em um exíguo e mofado porão de algum amigo. Entretanto, cuidado para não comprar gato por lebre! A maioria tem um falso conceito sobre antiguidade e raridade, partindo sempre da premissa de que o colecionador paga qualquer preço. Assim, é importante não se deixar dominar pelo fascínio da posse, que costuma impedir uma avaliação histórica e econômica criteriosa do que se está adquirindo.

Portanto, antes de iniciar a busca, posicione-se filosoficamente sobre o seu *hobby*, já que o vasto acervo sonoro do passado pode atender aos mais variados gostos. Dos programas de rá-

Seção amplificadora valvulada, marca Fischer (EUA), com setores de potência e pré-amplificação separados. Atente para os seus controles de equalizações específicas. Equipamento restaurado especialmente para reprodução e gravação de discos 78.

Conexões da cápsula fonocaptora

Sulcos de corte lateral

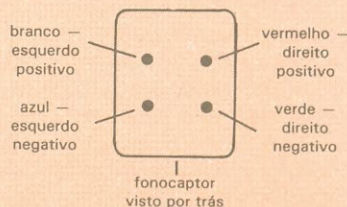
Ligar ambos os canais em paralelo; os dois terminais positivos (fios vermelho/branco) conectados em conjunto, tornando-se o positivo na entrada do pré-amplificador; o mesmo procedimento deve ser adotado para os terminais negativos (fios verde/azul), tornando-os a massa na entrada do amplificador.

Sulcos de corte vertical

Interligar o terminal positivo ao canal esquerdo (fio branco) com o terminal negativo canal direito (fio verde), tornando-se o par positivo para a conexão ao pré-amplificador; analogamente deve-se proceder com o terminal positivo direito (fio vermelho) e negativo esquerdo (fio azul), tornando-se a massa para conexão ao amplificador.

Sulcos de corte híbrido

O corte híbrido não apresenta configuração nem lateral nem vertical, pois, supostamente, deve ter uma angulação em 45 graus. As conexões dos terminais do fonocaptor devem ser feitas sob tentativas e experiências, usando-se os dois esquemas anteriores, já que alguns discos tendem mais para o corte lateral que para o vertical. É também de grande importância que o suporte do braço onde se aloja o fonocaptor possa ser ligado em torno do seu eixo, de modo a permitir o alinhamento da agulha com a disposição geométrica do sulco. Como exemplo de braço de toca-discos desse tipo, tem-se o SME modelo 3012.



dio da década de 40 e 50, gravados em acetato, ao jazz tradicional nas suas excitantes escolas *Dixieland*, *Big Bands*, *Swing*, passando pelos clássicos, com óperas interpretadas pelos lendários Gigli e Caruso, até a nossa querida e rica música popular brasileira, com os saudosos carnavais e exuberantes ídolos do rádio.

Conclusão — A técnica da restauração e gravação dos discos antigos é, hoje em dia, um campo bastante especializado, sendo impossível descrevê-la de um modo geral nos limites do presente artigo. Entretanto, esperamos que as informações aqui contidas tenham servido de subsídio teórico e prático, a ponto de favorecer sua entrada no fabuloso e fantástico mundo dos sons do passado. ●

Bibliografia

— Audio Cyclopedica — *Howard M. Tremaine* — *Howard W. Sams & Co.*
 — From Tin Foil to Stereo — Evolution of the Phonograph — *Oliver Read & Walter L. Welch* — *Howard W. Sams*
 — The Fabulous Phonograph 1877-1977 — *Roland Gelatt* — *Collier Books* —
 — Histoire Illustrée du Phonographe — *Daniel Marty* — *Edita* — *Vilo* — *Paris*.
 — 50 Years of Electronic Components — *H. A. G. Hazeau* — *Product Division Elcoma* — *N. V. Philips Gloeilampenfabrieken*.
 — Saga of the Vacuum Tube — *Gerald F. J. Tyne* — *Howard W. Sams & Co.*
 — 70 Years of Radio Tubes and Valves — *John W. Stokes* — *The Vestal Press*
 — Rx For 78's — Tape Them — *Arthur Shifrin* — *Audio Publishing Magazine*, abril/1984, página 22.
 — How to Play Old Records on New Equipments — *George Blacker and Robert Long* — *High Fidelity Magazine*, abril/1973, página 48.
 — The Movie Musical from Vitaphone to 42nd Street — *Miles Kreuger* — *Dover Publications, Inc.*
 — Audio and Acoustics — *G. A. Briggs*.
 — Rank Wharfedale Book Dept.
 — Fonógrafo, a máquina falante — *Carlos A. Fazano* — *Revista Íris*, abril/1983, página 72.
 — O que Você Precisa Saber sobre Cápsulas Fonocaptoras — *Carlos Alberto Fazano* — *Revista Íris*, julho/1984, página 54
 — Man of High Fidelity: Edwin H. Armstrong — *Lawrance Lessing* — *Bantam Books*.
 — Shure Brothers Inc. — *General Catalogue Stylus/cartridges*.
 — The Pye Book of Audio — *Pye Limited* — *Dayly Mirror Books*.
 — GEC Application Report n.º 20 — *Audio-Frequency Preamplifiers* — *The MO Valve Company Ltd.* — *England* —

Características de gravações

Tabela 1

Tipo de gravação	Características
Emerson Phonograph Co.	Fabricado por volta de 1916; gravação bastante rara, apresentando corte em 45 graus, para evitar transgressões de direitos de patente da <i>Cia. Victor</i> .
RPM — corte vertical	Principais etiquetas que fabricavam discos por corte vertical na década de 10 e 20: <i>Edison</i> , <i>Gennett</i> , <i>Aeolian</i> , <i>Vocalion Paramount</i> , <i>Majestic</i> e <i>Crescent</i> .
78 RPM — corte lateral	Maioria dos discos. Principais etiquetas que fabricavam discos por corte lateral: <i>Victor</i> e <i>Columbia</i> .
LP mono	Fabricados por corte lateral; são compatíveis tanto para reprodução monaural como estereofônica.
LP estéreo	Possuem corte híbrido, lateral/vertical em 45-45 graus.

Curva RIAA de equalização

Tabela 2

A curva de equalização RIAA, abreviatura de *Record Industry Association of America*, é empregada para designar as características de reprodução adotadas pelas companhias gravadoras de discos em junho de 1953 e reconfirmadas em março de 1964. Os primeiros discos LP com reprodução equalizada para este sistema geralmente indicavam as suas características conforme está aqui reproduzido.



Equalização de discos segundo o fabricante

Tabela 3

Tipos de gravação	Velocidade (rpm)	Constante de tempo e freqüências-limite	
		Acentuação dos baixos	Corte de agudos
Discos antigos			
EMI	78	640 μ s — 250 Hz	
DECCA	78	1 060 μ s — 150 Hz	25 μ s — 6 400 Hz
RCA	78	350 μ s — 450 Hz	75 μ s — 2 100 Hz
COLUMBIA	78	530 μ s — 300 Hz	90 μ s — 1 800 Hz
LPs antigos			
DECCA LP	33 1/3 — 45	530 μ s — 300 Hz	90 μ s — 2 000 Hz
RCA LP		350 μ s — 450 Hz	75 μ s — 2 100 Hz
COLUMBIA LP		400 μ s — 400 Hz	90 μ s — 1 800 Hz
LPs modernos			
	33 1/3 — 45	320 μ s — 500 Hz	75 μ s — 2 100 Hz

As freqüências-limite são as que a resposta está em ± 3 dB.

Estágio horizontal e um gerador de vídeo improvisado

Uma sugestão para improvisar a montagem de um circuito gerador de sinais de vídeo e comentários sobre problemas no estágio de saída horizontal

Adaptação de fly-back

Gostaria de saber onde encontrar um fly-back para a TV Sharp, modelo TU-47PA, cuja saída horizontal vem com a válvula 38HC7, já que não encontro o original pelo fato de o aparelho ser importado. Gostaria também de saber se há um equivalente nacional e qual seria.

Farlen Figueira
Matos — MG

Infelizmente, não posso transmitir-lhe boas notícias. Componentes especiais, como é o caso dos fly-backs para TVs importadas, representam um problema de difícil solução. Normalmente, apesar de serem “parecidos”, é muito improvável que existem fly-backs equivalentes. Nestas circunstâncias, o que de melhor posso lhe sugerir (desconheço essa sua TV) é selecionar um fly-back de características semelhantes, principalmente com relação à tensão de MAT e à impedância do yoke. A partir deste, confeccione — ou confie este trabalho a uma oficina especializada — os demais enrolamentos auxiliares para que o fly-back possa desempenhar todas as funções exigidas pelo receptor. É uma tarefa nada

simples, mas dependendo do “apego” que você tem por essa TV, valerá a pena o esforço. De qualquer forma, será ainda interessante consultar diretamente a rede autorizada Sharp, pois, quem sabe, você poderá até obter uma solução mais prática para o seu caso. Boa sorte.

Defeito na saída horizontal

Possuo uma TV colorida Sylvania 15” que há meses vem apresentando um defeito que não consigo solucionar. Ele acontece logo nos primeiros minutos após ligar a televisão. A válvula de saída horizontal 35LR6, depois de alguns minutos ligada, apresenta uma nuvem azulada de alta tensão, num de seu eletrodos (vista por cima). Daí ela começa a esquentar a ponto de trincar o vidro, conforme já aconteceu. Por isso, não dá sequer tempo para fazer umas medições mais precisas.

Já troquei praticamente todos os resistores e capacitores, inclusive o VDR associado a essa válvula, mas o defeito persiste. Também já testei a própria 35LR6, e a amortecedora 6CL3, em outro aparelho, de um amigo, verificando que ambas estão boas.

No pino 5 da 35LR6, pode-se medir

+500 a +600 volts, sendo que o especificado é -56,5 V (negativos); porém, testando estágios anteriores, as tensões estão normais.

Antes deste defeito ocorrer, eu estava pesquisando a falta de sincronismo horizontal e vertical, que deixava o quadro correndo nos sentidos norte-sul e leste-oeste, depois de alguns minutos ligada.

Retirando-se a amortecedora do soquete, a válvula de saída horizontal deixa de apresentar o aquecimento excessivo, mais isto, suponho, deve-se à falta de desenvolvimento da MAT.

Já cheguei a pensar, inclusive, em alguns transientes vindos do TRC, ou algum sinal defasado, mas até agora não consegui achar o defeito!

Willian M. Gomes
Petrópolis — RJ

A válvula de saída horizontal, em funcionamento normal, trabalha como uma chave eletrônica, comandada pelo sinal do oscilador horizontal. Assim, a energia transferida ao fly-back é pulsada: é retirada da linha principal de +B, atravessa a válvula amortecedora e alimenta o fly-back, fechando o circuito através da válvula de saída horizontal (fig. 1). Quando em funcionamen-

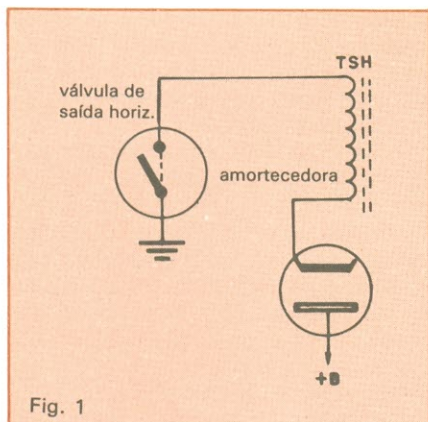


Fig. 1
Circuito de saída horizontal.

to normal, a potência dissipada pela válvula de saída horizontal possui um valor médio; pois o seu regime de trabalho é pulsado.

Se, por qualquer motivo, o funcionamento regular é interrompido, ao invés do regime pulsado temos um regime contínuo. Isso eleva sobremaneira a potência média dissipada pela válvula, pois a corrente de placa atinge valores contínuos acima do normal. Resulta, daí, a formação da "nuvem de elétrons", que se deve à alta densidade da corrente. Com isso, ocorre normalmente o avermelhamento da placa e não raras vezes o trincamento do vidro provocado pelo excesso de calor interno. Obviamente como você nos relatou, se retiramos a válvula amortecedora o fluxo de corrente é interrompido e, portanto, deixa de existir a sobrecarga da válvula de saída horizontal. A tensão positiva de 500 V que existe no pino 5 (infelizmente o seu esquema está ilegível nessa região), onde deveria estar presente a tensão negativa, está sendo provocada pela falta do sinal do oscilador horizontal. Esta é a razão do superaquecimento dessa válvula. Pesquise o defeito no estágio oscilador horizontal até encontrar a causa.

Durante esse trabalho, que será bastante simples se você dispuser de um osciloscópio, retire a válvula amortecedora para evitar sobrecarga na saída horizontal. Boa sorte.

Gerador de vídeo

Fiz um curso de rádio e televisão há alguns anos e trabalhava somente com rádio e eletrodomésticos. Mas, agora, resolvi ampliar os meus conhecimentos trabalhando com televisores, por apresentarem bastante campo de

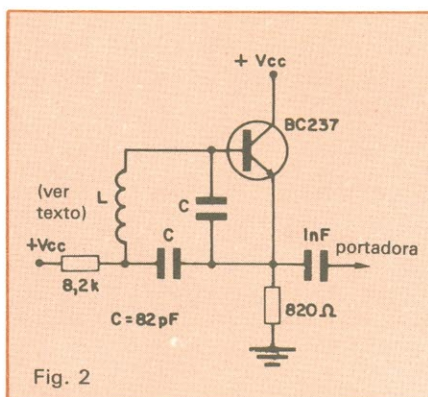


Fig. 2
O oscilador de RF pode ser feito sem transistores especiais.

ação. Contudo, para isso é necessário um aparelho gerador de barras P/B, que não me é possível comprar devido ao seu alto preço.

Por isso, resolvi escrever à Nova Eletrônica, pedindo o esquema para a montagem de um aparelhinho simples, com 2 ou 3 transistores ou válvulas, o suficiente para fornecer um sinal de vídeo, sem sofisticação, apenas um "quebra-galho".

Jesus W. L. da Silva
Rio Grande do Sul

Concordamos plenamente com você quanto à necessidade de um gerador de vídeo para trabalhos com receptores de TV, pois este equipamento representa uma poderosa ferramenta no auxílio ao técnico. Um gerador de vídeo completo é o mais indicado, especialmente para trabalho com TV em cores, porém, sabemos que tais equipamentos não estão a um preço acessível a todos. Um circuito bastante simples, e que se destinará principalmente à comprovação do estágio de RF dos receptores, você poderá construir utilizando um oscilador de VHF e um modulador de amplitude. Circuitos deste tipo, que se destinam a simular os geradores de vídeo, são bastante divulgados por revistas técnicas da área e vamos aproveitar a oportunidade para mostrar um deles aqui, para que você e outros leitores que se interessarem pelo assunto possam montá-lo.

Um oscilador de RF bastante simples e fácil de ser construído, principalmente por não necessitar de transistores especiais, está apresentado na figura 2. Esse circuito utiliza como elo de realimentação a base e o emissor de transistor de sinal convencional, por exemplo, do tipo BC237.

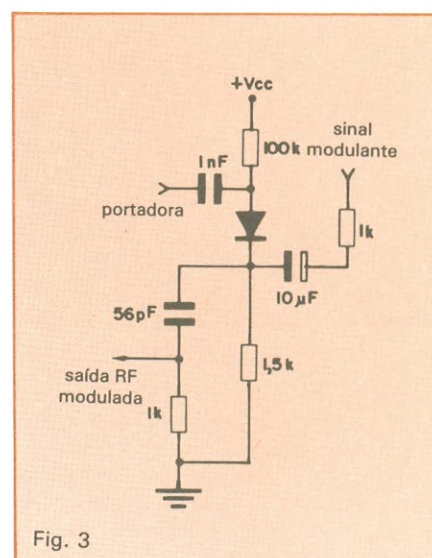


Fig. 3
Circuito para modulação em amplitude do sinal de RF.

A bobina L1 é bastante simples de ser confeccionada, pois é do tipo auto-sustentada, isto é, dispensa forma. Ela deve ser construída com arame grosso ou fio de cobre rígido e contém 4 espiras; para o seu enrolamento utilize como base um lápis comum.

O oscilador, quando alimentado por uma tensão de 9 a 12 V, fornecerá um sinal na faixa de VHF, que poderá ser sintonizado por qualquer receptor de TV. Para que se torne visível na tela, você deverá modulá-lo em amplitude (AM), com um sinal na faixa de áudio entre 120 Hz e 10 kHz. Ele será visto na tela do receptor na forma de faixas horizontais pretas e brancas.

Um modulador ideal para ser empregado com esse circuito pode ser visto na figura 3. Ele utiliza um diodo de sinal, como por exemplo o FDH 660, ou equivalente, polarizado no limiar da condução. Os sinais "portadora" e "modulante" devem ser injetados em cada extremo do diodo (ânodo e cátodo) para serem misturados entre si. O sinal de saída representa a portadora modulada em amplitude, que será injetada na antena da TV.

O sinal de áudio que você necessita para servir de modulante poderá ser fornecido por qualquer gerador de áudio que possua. A amplitude do sinal deve ser suficiente para produzir variações na corrente de polarização do diodo modulador. Conforme pode ser observado pela figura 3, sugerimos intercalar um resistor em série com o sinal, para evitar a saturação da imagem. Ob-

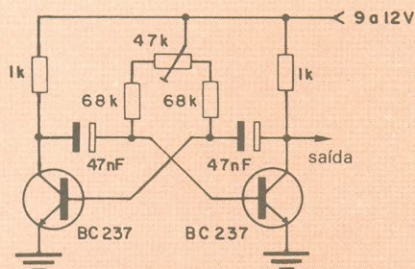


Fig. 4

Multivibrador astável, de simetria ajustável.

viamente, dependendo da amplitude do sinal, o resistor série deverá ter seu valor aumentado ou reduzido; este ajuste você fará sempre observando a imagem da TV. O sinal de áudio poderá ser, indiferentemente, senoidal ou onda quadrada, sendo que esta última produz barras mais definidas.

Caso você não tenha nenhum gerador de áudio em sua bancada, será possível ainda improvisar um, como está sugerido pela figura 4. Esse circuito é

de um multivibrador, cujos valores dos capacitores foram escolhidos para produzir uma frequência adequada. Tenha em mente que frequências maiores produzirão maior número de barras na tela e frequências menores reduzirão o número de barras na tela. O trimpot do circuito permite balancear corretamente os dois estágios, compensando diferenças produzidas pela tolerância dos componentes. Assim, atuando sobre esse trimpot será possível igualar

exatamente os dois semiciclos de trabalho, produzindo uma onda quadrada simétrica, o que resultará em barras pretas e brancas de igual espessura, na tela do televisor.

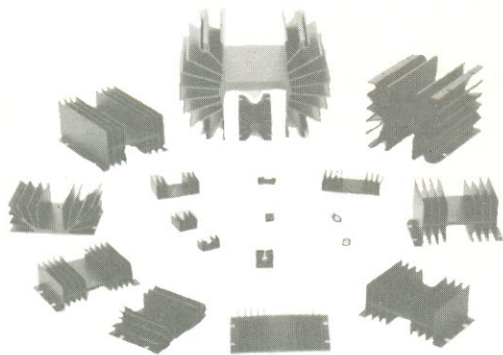
O sinal de RF modulado, assim produzido, é do tipo "espalhado" e poderá ser sintonizado com facilidade em qualquer dos canais da TV. Entretanto, se você desejar alterar a frequência do oscilador de VHF, poderá fazê-lo alterando o número de espiras do indutor, ou o valor dos capacitores do circuito.

Procure realizar uma montagem "caprichosa" e, se possível, utilize uma placa de circuito impresso para esta finalidade. Caso contrário, construa o aparelhinho sobre uma ponte de terminais, evitando sempre fiações muito longas e desnecessárias.

Naturalmente, não se trata de um aparelho sofisticado, mas, como você mesmo sugeriu, um "quebra-galho", que, mesmo assim, será útil na confirmação do desempenho do receptor. Boa sorte.

Extruded Heat Sinks

Meet Varied Thermal Packaging Needs



Brasele offers an expanding line of extruded heat sinks — more than 42 shapes now, more on the way. We manufacture extrusions to your drawing and/or part number — at competitive prices. Write for catalog:

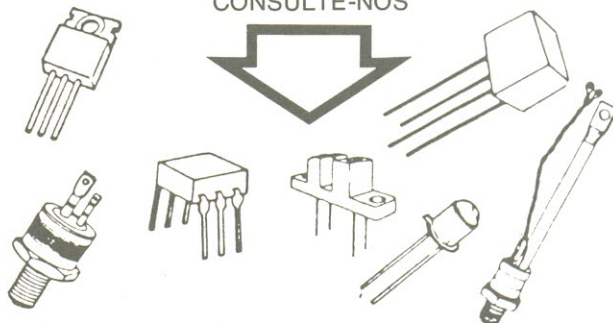
Brasele Eletrônica Ltda.

Rua Major Rubens Florentino Vaz, 51/61
CP 11.173 (01000) - São Paulo - SP - Brasil
Telefones: (011) 814-3422 e (011) 212-6202

UMA NOVA OPÇÃO EM SEMICONDUTORES

VIMAPE

CONSULTE-NOS



MANTEMOS COMPLETA LINHA DE: TRANSISTORES, CIRCUITOS INTEGRADOS, DISPLAYS, LEDs, REGULADORES E OUTROS.

COMERCIAL VIMAPE LTDA.

Avenida Brigadeiro Luis Antonio, 4946
01402 - São Paulo - SP
Telefones: (011) 231-0128 e 883-2699
Telex: (011) 3905-4 CMNT

Nave americana vai observar o Halley “de perto”

Já no início do século, ao entrar em rota de colisão com a Terra, o cometa Halley criava um clima de expectativa e terror no mundo inteiro. Ao mesmo tempo, despertava um grande interesse por parte dos cientistas que, desde então, esperam ansiosamente o seu retorno. 1986 será o ano em que esse misterioso visitante cruzará nossos céus. Americanos, russos, japoneses e europeus preparam sondas para recepcioná-lo lá, em algum lugar entre Vênus e o Sol.

A NASA terá a seu favor uma infraestrutura de observação já instalada. Os pontos de apoio mais importantes para a concretização desse empreendimento serão o satélite artificial *Pioneer-Vênus* e o observatório astronômico Astro.

A nave *Pioneer* é a responsável pelo acompanhamento e registro de todas as alterações atmosféricas e por estudos científicos detalhados do planeta Vênus. Ela será a única em condições ideais para observar o Halley em seu periélio — o ponto de sua trajetória mais próxima do Sol. Nesse ponto, as radiações térmicas solares serão tão intensas que vaporizarão as camadas de gelo do cometa. Essa volatilização se dará em tamanha profusão, que o rastro de resíduos do cometa se estenderá por 800 mil quilômetros. Os raios solares incidindo sobre essa cauda farão com que ela adquira seu aspecto fulgurante.

A *Pioneer* encontra-se equipada com instrumentos sofisticados de análise, como espectômetro de ultravioleta. Saiba-se que a maioria dos átomos, quando excitados pela luz solar, emanam

esse tipo de radiação. Medindo seu comprimento de onda e sua intensidade, esse aparelho determina a natureza e a proporção de cada elemento presente num corpo celeste.

O Halley estará viajando a uma velocidade de 180 mil km/h. É evidente que a coleta de dados provenientes de um corpo tão veloz exigirá um processo complexo de sincronismo entre a sua trajetória e o movimento de rotação da *Pioneer*, que gira à volta do seu próprio eixo cinco vezes por minuto. Os sensores de seu espectômetro, cujo campo de ação é muito restrito, não conseguem ler todas as informações enviadas pelo Halley simultaneamente. Assim, ele é obrigado a efetuar uma série de varreduras de áreas latitudinais contíguas do cometa, a fim de compor um quadro completo de sua estrutura. O eixo de rotação da nave é deslocado gradualmente, conforme a área a ser coberta. Esses deslocamentos são obtidos mediante o acionamento de cada um dos sete propulsores da nave. Calcula-se que estes sejam ativados 1 000 vezes durante toda a operação e que metade do combustível em reserva atualmente seja consumido.

Em abril de 1984, a NASA efetuou algumas manobras para o rastreamento do cometa Encke. Os resultados foram surpreendentes. Esse cometa apresentava um grande desequilíbrio em sua estrutura e estava perdendo três vezes mais água do que se poderia esperar devido à sua distância do Sol.

Outro projeto em andamento é o observatório astronômico Astro, composto por três telescópios coalinhados capazes de compor imagens em ultravio-

leta e de efetuar medidas polariscópicas e espectroscópicas de cometas e outros corpos celestes. Equipado para aferir a intensidade luminosa de tênues fontes cósmicas no espectro de radiações ultravioleta muito elevadas, o telescópio Hopkins analisará a composição química do Halley e empreenderá as primeiras tentativas de determinar a abundância de hélio nesse corpo.

O espectropolarímetro de ultravioleta de Winsconsin investigará a distribuição e a destruição de resíduos na cauda do cometa. Já o telescópio Goddard auxiliará na determinação da estrutura cometária e dos fenômenos que ocorrerão em seu periélio, quando a energia solar fizer eclodir grandes quantidades de material do seu núcleo.

Além dos telescópios, esse observatório conta também com duas câmaras fotográficas tipo grande-angular, que registrarão a enorme cauda do cometa em luz visível.

Os astrônomos acreditam que a maioria dos cometas reside bem longe dos planetas do sistema solar e forma uma vasta nuvem, conhecida pelo nome de nebulosa de Oort. Apenas alguns dos trilhões de cometas existentes dentro dessa nuvem viajarão para o exterior do sistema solar e um número ainda menor seria capturado num ciclo orbital.

Infelizmente, o grande espetáculo proporcionado pelo Halley, no começo do século, não se repetirá. A geometria espacial atual não permitirá que o vejamos a olho nu (raríssimas serão as exceções). Esse privilégio será apenas de satélites e robôs no espaço. ●

Fonte: NASA

Tudo sobre o padrão IEEE-488 de comunicação

Conheça esta poderosa interface, usada para conversação entre instrumentos de medida e computadores e adotada por quase todos os maiores fabricantes de equipamentos do mundo

Imagine-se em um laboratório de desenvolvimento onde você pode testar circuitos sob todas as condições possíveis, variando seus parâmetros, levantando curvas características e relatórios, tudo através de um terminal de computador, feito de uma maneira rápida e confiável.

Para isto seria necessário um sistema de comunicação entre os diversos equipamentos de medida e o computador. Essa implementação, porém, até poucos anos atrás seria talvez tão complexa e custosa que não valeria a pena desenvolvê-la. Hoje, a realidade é bem diferente; basta folhear uma revista americana com anúncios de equipamentos de medida e instrumentação, para comprovar que praticamente todos já possuem a interface GPIB (IEEE-488), tornando-a uma condição praticamente obrigatória para os equipamentos fabricados nos EUA.

Entre esses equipamentos, podemos citar os microcomputadores, analisadores lógicos, osciloscópios, fontes de tensão e corrente, geradores de funções, sistemas de testes e calibração, registradores gráficos, voltímetros e milivoltímetros etc. Dessa maneira, o usuário apenas precisa interligar, através de cabos normalizados, os equipamentos entre si, não necessitando nenhuma implementação de *hardware*. Estes detalhes serão descritos no decorrer da matéria.

Em termos de Brasil, podemos afir-

mar que nenhum fabricante nacional de equipamentos utiliza essa interface. O que se sabe é que apenas as empresas de grande porte, que importam equipamentos de precisão, a utilizam. Entre os computadores comercializados no Brasil, os compatíveis com o *IBM-PC* e o *Apple II* podem dispor de cartões dessa interface, embora tenham também que ser importados, pois nenhuma empresa os fabrica.

Com relação ao desenvolvimento, dado que o padrão é relativamente novo (1978), não se tem notícia sobre pesquisas da interface em nosso país, a não ser nas universidades — como, por exemplo, a Faculdade de Engenharia Industrial (FEI), de São Bernardo do Campo, através de seu Centro de Pesquisas Elétricas.

Desenvolvimento do GPIB — O conceito do GPIB é o padrão de interfaceamento elétrico/mecânico para instrumentos fabricados por companhias diferentes. O padrão IEEE 488-1978, normalmente chamado de GPIB (*General Purpose Interface Bus*), possui uma especificação cuidadosa nas partes elétricas, mecânicas e na operação de comunicação.

A evolução para este sistema se deu da seguinte maneira: primeiramente os fabricantes projetavam os instrumentos com seus próprios padrões, cada instrumento com uma estrutura de interface dedicada e linhas especiais

de dados, controle e sinais. Níveis lógicos, formatos, restrições de tempo e razões de dados eram freqüentemente exclusivos. Os parâmetros elétricos só eram iguais, portanto, para equipamentos do mesmo fabricante.

Muitos estudos foram feitos por engenheiros americanos, tentando contornar todos os grandes problemas de interfaceamento, em particular no que se refere ao número excessivo de cabos de conexão requeridos por alguns aparelhos (até 100 condutores, em certos casos). Em 1972, o IEEE recomendou um plano para que pudessem adaptar um padrão de interface digital para instrumentos programáveis e controladores. O IEEE seguiu o plano apresentado a partir de uma proposta formal de um grupo de trabalho da IEC (*International Electrotechnical Commission*), sediada em Munique, Alemanha. Em seguida, foi preparado o documento de padrão IEEE, publicado em abril de 1975 sob o número IEEE 488-1975, e o título "Interface Digital Programável para Instrumentação".

Conceitos de projeto da interface

Como foi decidido que deveria ser uma interface otimizada para uma variedade de instrumentos programáveis digitais, o comitê da IEEE considerou dois conceitos fundamentais: a interconexão em estrela com uma interface dedicada para cada aparelho no sistema e uma estrutura de barramento com linhas compartilhadas.

Na preparação do padrão, foram levados em consideração os principais parâmetros para comunicação de dados: razão de transferência, comprimento das mensagens, distâncias de transmissão e número de aparelhos no sistema.

Na análise da razão de transferência de dados, foram estudados cerca de 100 equipamentos ou sistemas diferentes, e ficou especificado que a razão não pode ultrapassar 1 MB por segundo, sendo que a faixa típica varia de 5 até 300 kB/s.

Na determinação do comprimento das mensagens a serem manipuladas, foi considerada, da mesma maneira, a maioria dos equipamentos comercializados na época. Concluiu-se que um aparelho de medidas típico tem mensagens que variam entre 10 e 20 caracteres (ou bytes) de comprimento. Desta maneira, a estrutura escolhida foi a de 8 bits paralelos, usando-se a comunicação chamada de byte serial. A dis-

tância de interconexão máxima adotada para o padrão foi de 20 metros — ou, então, duas vezes o número de instrumentos interligados, em metros, mas sem ultrapassar os 20 iniciais (para maiores detalhes, deve-se consultar a norma). Estabeleceu-se em 15 o número máximo de equipamentos que podem ser interligados.

Existem 5 categorias de instrumentos: de medida, de excitação, *displays*, processadores e dispositivos de armazenamento. A norma foi idealizada, basicamente, em função desses tipos de instrumentos, embora outros tipos possam ser utilizados, desde que possuam a interface GPIB.

Linhas e sinais do GPIB — A conexão entre os equipamentos remotos é feita como mostra a figura 1. O GPIB possui dois grupos de linhas: 8 para dados (uma para cada bit de palavra) e mais 8 de controle/manipulação. Estas 16 linhas, associadas às linhas de ter-

ras de retorno e digital, perfazem a conexão completa de fiação do sistema, até 15 equipamentos no duto GPIB.

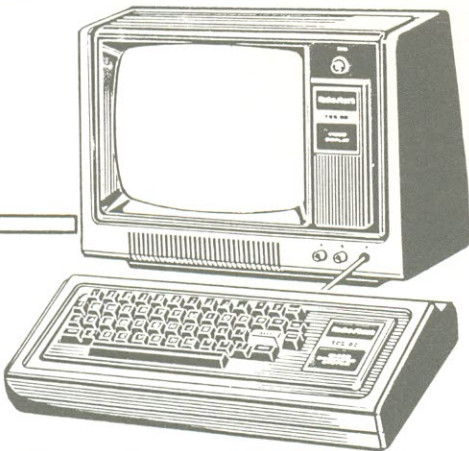
A estrutura básica do duto GPIB a parece na figura 2. Os equipamentos ali interligados podem ter quatro funções:

- 1) *Controlador* — sempre obrigatório em qualquer configuração de interligação, é responsável pelo gerenciamento das funções;
- 2) *Locutor* — fornece apenas dados aos outros equipamentos, quando requisitado;
- 3) *Ouvinte* — apenas recebe informações dos outros dispositivos;
- 4) *Locutor/Ouvinte* — fornece e recebe dados dos outros equipamentos.

O processo de fluxo de dados no duto bidirecional de dados depende das oito linhas de controle e estado, que formam dois grupos de linhas, as quais podem ser chamadas de “linhas de controle de transferência” e “linhas de controle de interface” (vide fig. 2). Nem

todas as linhas tomam parte em todas as transações de dados, mas são importantes para as operações do duto padronizado.

No processo de endereçamento dos vários equipamentos ligados ao GPIB o controlador e o instrumento endereçado fazem uso repetido de quatro linhas de controle, que são a ATN (atenção) do controle de interface e outras três do grupo de controle de transferência: DAV (dado válido), NRFD (não pronto para dados) e NDAC (dado não aceito). Após a declaração do ATN para cada seqüência de endereçamento, as outras três linhas tomam parte, no procedimento conhecido como sinais de “reconhecimento” (*handshake*). Este é o processo do protocolo onde o ouvinte e o locutor (normalmente o controlador) participam, trocando informações sobre seus respectivos *status*, como, por exemplo: “Não estou pronto para receber dados”, “meus dados são válidos”, ou “seus dados não foram aceitos”. Os



NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE!

GRÁTIS

COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !

NO MAIS COMPLETO CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICRO-PROCESSADORES VOCÊ VAI APRENDER A MONTAR, PROGRAMAR E OPERAR UM COMPUTADOR.

MAIS DE 160 APOSTILAS LHE ENSINARÃO COMO FUNCIONAM OS, REVOLUCIONÁRIOS CHIPS 8080, 8085, Z80, AS COMPACTAS “MEMÓRIAS” E COMO SÃO PROGRAMADOS OS MODERNOS COMPUTADORES.

VOCÊ RECEBERÁ KITS QUE LHE PERMITIRÃO MONTAR DIVERSOS APARELHOS CULMINANDO COM UM MODERNO MICRO-COMPUTADOR.

CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

CEMI — CENTRO DE ESTUDOS DE MICROELETRÔNICA E INFORMÁTICA
Av. Paes de Barros, 411, cj. 26 — Fone (011) 93-0619
Caixa Postal 13.219 — CEP 01000 — São Paulo — SP

Nome

Endereço

Bairro

CEP Cidade Estado

NE-96

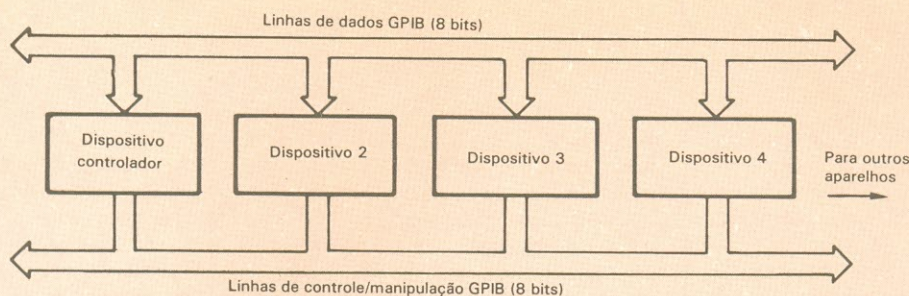


Fig. 1

Forma de interligação dos dispositivos remotos.

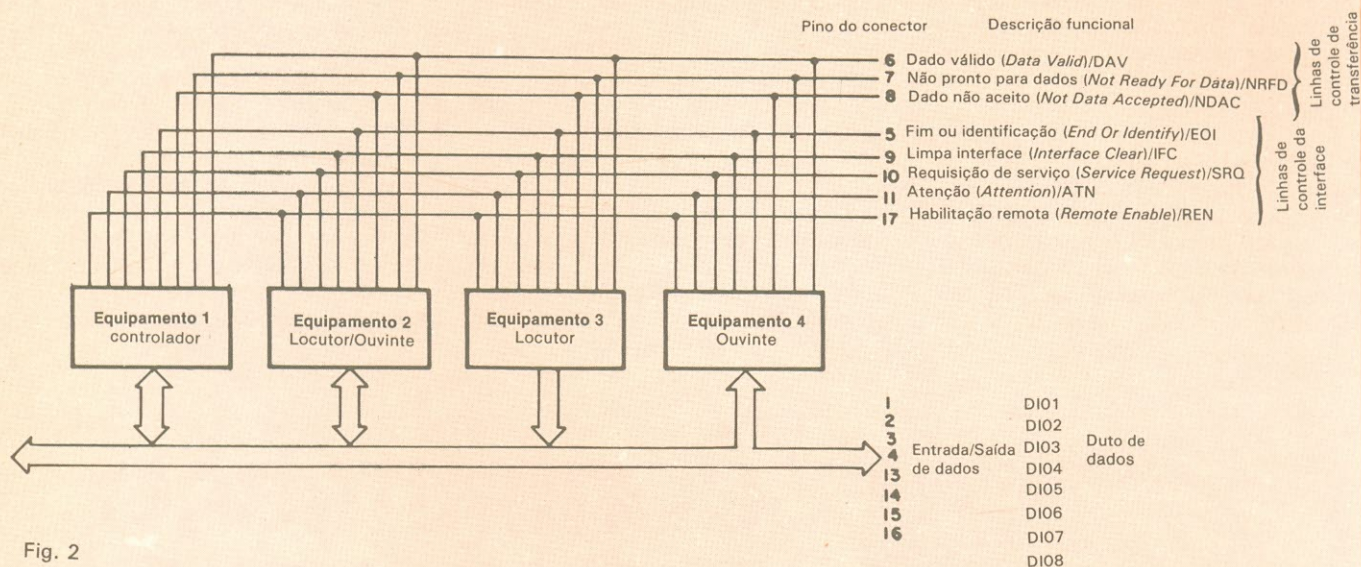


Fig. 2

Diagrama em blocos e a nomenclatura dos pinos do GPIB.

níveis lógicos presentes nessas linhas carregam tais condições.

As linhas de sinais do GPIB e sua operação são descritas a seguir, individualmente, com seus respectivos níveis lógicos:

— **DAV (dado válido):** É declarado (nível lógico "0") pelo locutor após a colocação do dado nas linhas DIO, avisando dessa maneira o ouvinte que a informação nas linhas de dados é válida.

— **NDAC (dado não aceito):** Esta linha é controlada pelo equipamento, ou equipamentos receptores de dados, e fica "presa" em nível "0" até que todos os dispositivos receptores (ouvintes) capturem um byte de endereço ou dados particulares — quando então a linha é colocada em nível "1".

— **NRFD (não pronto para dados):** Esta linha, quando colocada em nível "0", indica que nem todos os equipa-

mentos ligados ao GPIB estão prontos para receber dados. Cada equipamento, em seu próprio tempo, libera essa linha e ela não pode retornar para o nível "1", até que o equipamento mais lento termine sua tarefa. Resumindo, esta é uma linha usada por todos os ouvintes, liberada à medida que cada um esteja pronto para aceitar dados.

— **ATN (atenção):** O sinal ATN é declarado somente pelo controlador, durante o endereçamento ou em uma sequência de comandos. Esta linha é ativada com nível lógico "0" e somente pelo controlador encarregado, para conseguir a atenção dos equipamentos ligados ao GPIB.

Antes da transmissão de comandos, nas linhas de dados dos equipamentos periféricos, o controlador encarregado ativa essa linha para dizer a todos que os sinais presentes no duto de dados representam endereços e mensagens de controle.

Quando esta linha retorna ao nível

"1", somente os locutores e ouvintes previamente ativados fazem parte na comunicação subsequente de dados.

— **IFC (limpa interface):** Esta linha transporta o sinal de *reset* e só pode ser acionada pelo sistema controlador. Normalmente, quando o controlador é ligado, essa linha vai para o nível "0" por um certo tempo e todos os equipamentos retornam ao estado inativo.

— **REN (habilitação remota):** Pode ser ativada apenas pelo sistema controlador. Pelo aterramento desse pino e mantendo esta linha permanentemente em nível "0", o controlador habilita essa linha e os equipamentos ligados ao GPIB vão então responder aos comandos do controlador ou àqueles de outro locutor. Se esta linha for deixada em estado inativo (nível "1"), todos os dispositivos retornarão ao controle local.

— **SQR (requisição de serviço):** Es-

ta linha funciona como uma linha de interrupção, e pode ser ativada (nível "0") por qualquer equipamento do GPIB que esteja necessitando do serviço do controlador.

— *EOI (fim ou identificação)*: É declarado pelo locutor para notificar que o byte presente nas linhas de dados é o último. É também usado pelo controlador, juntamente com a linha ATN, para iniciar uma sequência de escolha paralela (*parallel poll*), um dos modos de endereçamento que podem ser utilizados.

Características eletrônicas básicas

— As especificações elétricas do IEEE-488 foram baseadas na tecnologia TTL, com os parâmetros definidos em função da razão de dados, comprimento de duto e níveis de tensão e corrente. Os dois primeiros já foram comentados nesta matéria, na parte de conceitos, faltando apenas falar sobre os níveis lógicos — embora o padrão IEEE-488 não especifique os tipos de receptores ou *drivers* para os sinais.

Os sinais usados no duto estão sempre com um valor real, ativo ou passivo. Através de saídas de coletores abertos, são transmitidos os sinais de valores ativos (nível "0"), que podem superpor-se aos valores passivos (nível "1"). O interfaceamento eletrônico do duto é projetado de maneira a evitar conflitos entre dois equipamentos que tentem transmitir simultaneamente. Essa técnica, em que os valores ativos se superpõem aos passivos, é normalmente chamada de "transferência ativa de mensagens". As explicações para cada linha do duto, para receptores e transmissores, está apresentada na Tabela 1.

Características mecânicas — O conector para a interligação também é normalizado e possui um total de 24 pinos, como está evidenciado na figura 3. Os cabos normalmente acompanham os equipamentos, sendo comercializados também por vários fabricantes; possuem tamanhos padronizados, de 1, 2, 4 e 8 metros.

Uma característica importante desse conector é de possuir, de um lado, um plugue macho, como na figura 3, e do outro, um plugue fêmea com a mesma pinagem, de modo a possibilitar ligações em estrela com outros equipamentos. Naturalmente, a ligação ao nível eletrônico é a mesma, ao contrário da funcional, que depende do próprio posicionamento físico dos aparelhos — veja a figura 4, por exemplo.

No próximo número, apresentaremos alguns circuitos com CIs dedicados, normalmente usados na implementação do GPIB. Até lá. ●

Especificações para receptores e excitadores GPIB

Tabela 1

Entrada GPIB (receptor)	Saída GPIB (driver)	Estado lógico (lógica negativa)	Tensão ou corrente	
			mínima	máxima
V low		1	-0,6 V	+0,8 V
V high		0	+2,0 V	+5,5 V
	V low	1	0,0 V	+0,4 V
	V high	0	+2,4 V	+5,0 V
I low		1		-1,6 mA
I high		0		+50 μ A
	I low	1	+48 mA	
	I high	0		-5,2 mA

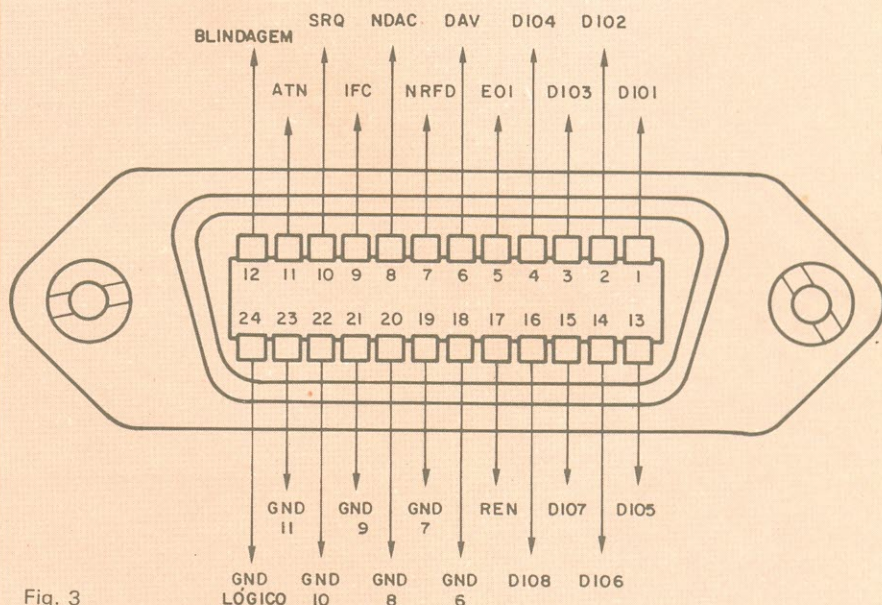


Fig. 3

O conector padronizado GPIB, com sua pinagem.

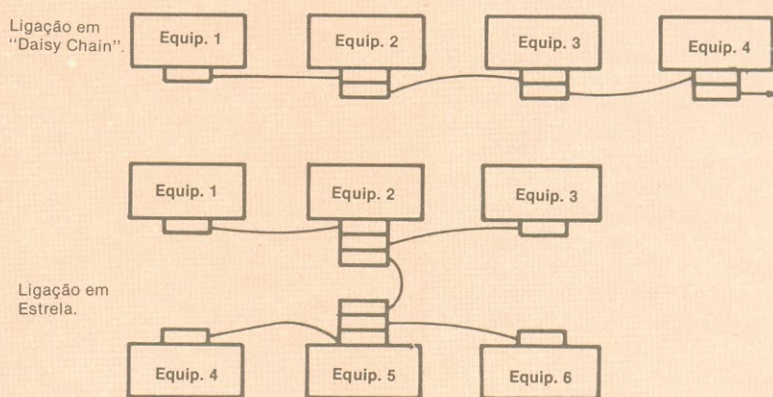


Fig. 4

Métodos de interligação dos equipamentos no duto GPIB.

Os circuitos
1ª Parte

Usando o TK-82 no ferromodelismo

Como controlar um complexo modelo de ferrovia através de um micro, com interfaces e programas adequados: é o que ensina este artigo, em duas partes

Assim que comprei o TK-82, surgiu a idéia de usá-lo para controle de um sistema de ferromodelismo que possuía. Contudo, nunca tinha trabalhado com um microcomputador e encontrei muita dificuldade em fazer o projeto, principalmente por não possuir o circuito do TK.

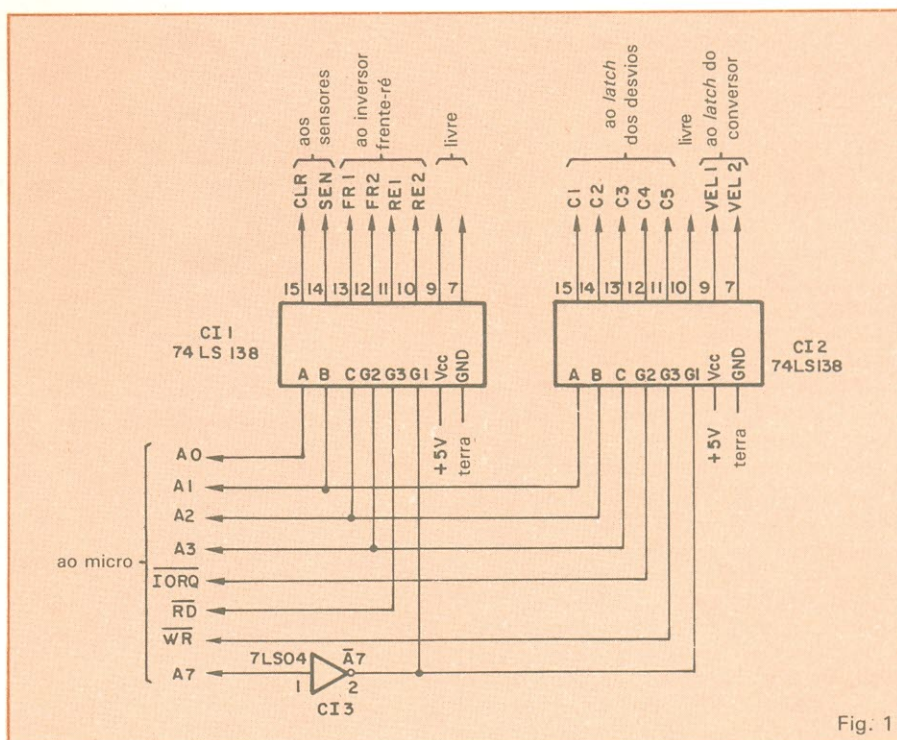
A primeira coisa que tinha em mente era projetar os circuitos utilizando peças eletrônicas facilmente encontradas no comércio e (o mais importante) com baixo custo. Penso que consegui o que queria. Os circuitos aqui apresentados usam integrados da família TTL, do tipo LS (exigência do microprocessador Z80), além de componentes discretos bastante comuns no comércio.

O texto está dividido basicamente em 8 partes: decodificador de endereços; *latch* dos conversores D/A; conversores D/A; oscilador com ciclo de trabalho controlado por tensão e circuito de potência para controle de velocidade das locomotivas; inversores frente-ré; *latch*, controle de tempo e potência do sistema de desvios; sensores de posição das locomotivas nos trilhos; e programas. Farei uma descrição detalhada de cada uma das partes.

Decodificador de endereços — São utilizados 3 CIs (dois 74LS138 e um 74LS04) para efetuar todas as decodificações necessárias. O esquema completo dos decodificadores está mostrado na figura 1.

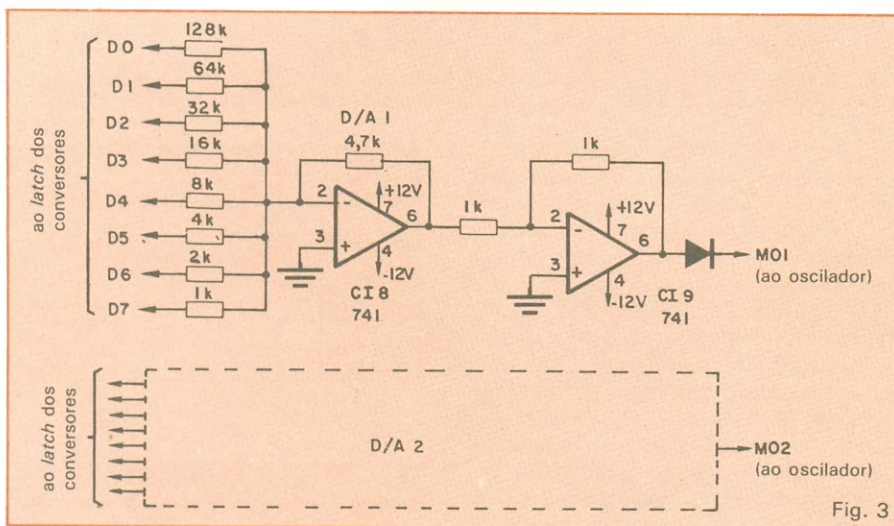
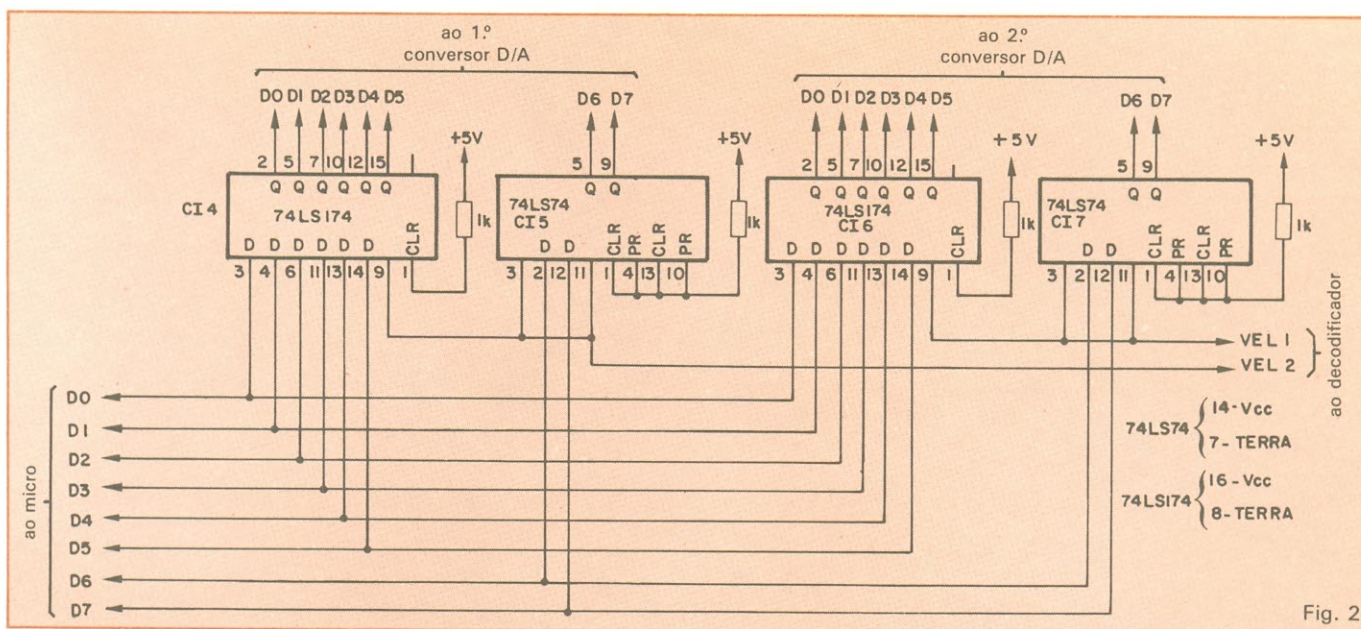
O decodificador de saída (CI2) utiliza as linhas de endereço A₁, A₂, A₃ como linhas de entrada e as linhas IORQ, WR e A₇ para habilitar a decodificação. Dessa maneira, a saída Y₀ será acionada pelos endereços 00H e 01H; a saída Y₁, por 02H e 03H e assim

por diante. Isto foi feito porque o TK não aceita todos os endereços de saída ímpar. Se instruções de saída do tipo OUT N,A, com N = 4n + 1 e n = 0, 1, 2...63, forem tentadas, o TK "apagará" e será necessário desligá-lo, e tornar a ligá-lo, perdendo-se todo o

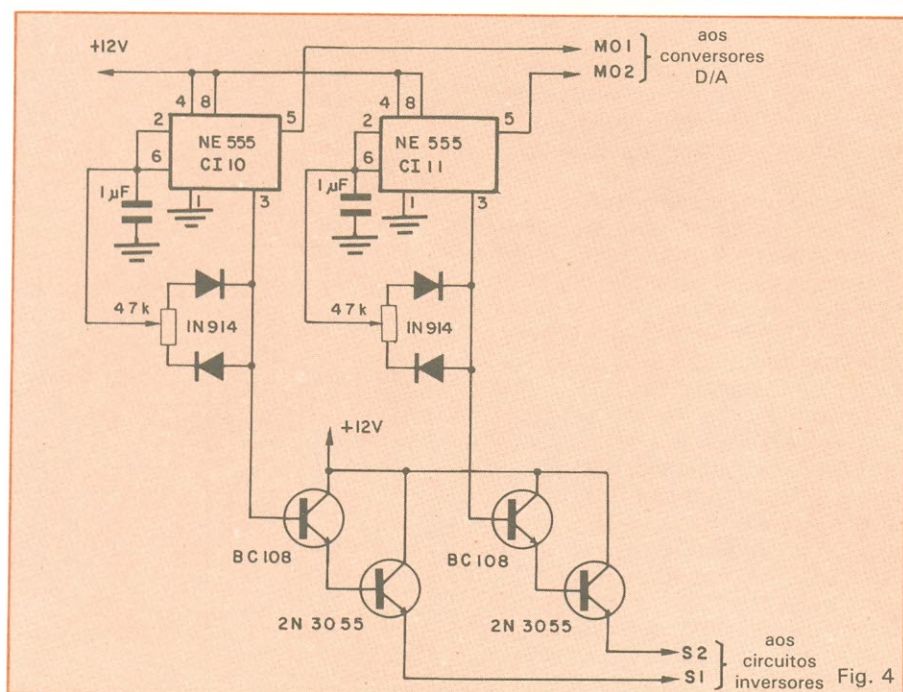


Os decodificadores de endereços.

Fig. 1



Acima, latches (ou travas) dos conversores D/A. Ao lado, os dois conversores idênticos exigidos pelo sistema. E abaixo, o controle de velocidade das locomotivas, composto pelo osciladores e circuitos de potência.



Aqui está o selo n.º 5 do curso de videocassete.



Recorte e cole este selo no local indicado da cartela fornecida juntamente com o 1.º fascículo.

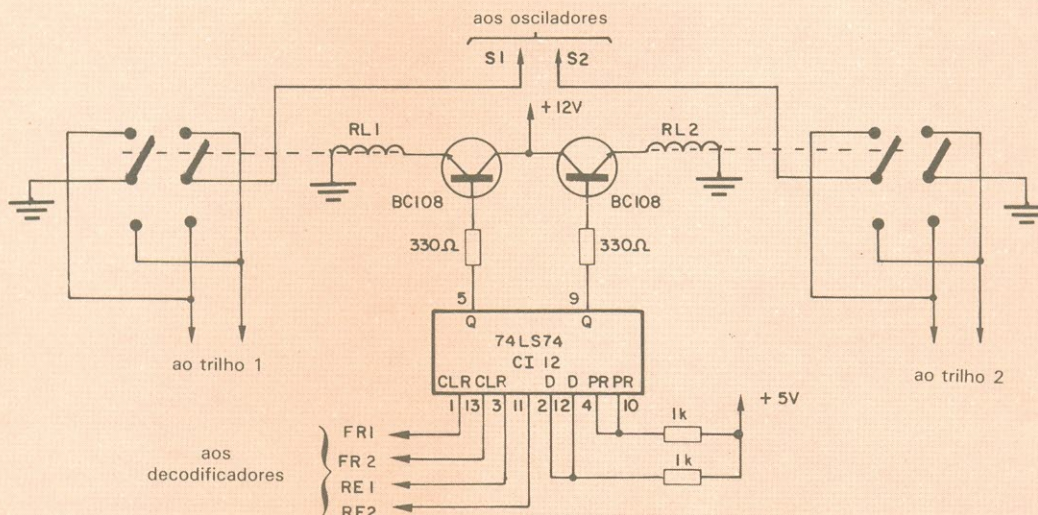


Fig. 5

Inversores que controlam o sentido de deslocamento das locomotivas.

programa. Os endereços pares são todos aceitos e executados normalmente. A linha A₇ foi usada para desabilitar o decodificador quando o TK estiver enviando dados para o cassete e para a televisão.

O decodificador de entrada é acionado pelas linhas A₀, A₁ e A₂ e habilitado por IORQ, RD e A₇. Aqui também temos problemas com o TK: **todos** os endereços de entrada par não são aceitos por ele; contudo, o TK não é "apagado". Ele simplesmente não lê os dados, apesar de posicionar as linhas de endereço IORQ e RD corretamente. Dessa maneira, podemos utilizar as instruções anormais para acionar qualquer dispositivo externo e as instruções normais para realmente colocar dados no micro. Neste projeto utilizei este fato, como veremos adiante.

Latch dos conversores D/A — Os circuitos do tipo *latch* (trava) são usados para manter estáveis os dados nas entradas dos conversores D/A (fig. 2). Utilizamos 4 CIs: dois 74LS174 e dois 74LS74. O primeiro é composto por 6 *flip-flops* do tipo D e o segundo por 2 *flip-flops* do mesmo tipo.

Temos dois circuitos independentes acionados pelos sinais de *clock* VEL-1 e VEL-2 do decodificador mostrado na figura 1. Quando a instrução do tipo OUT N,A é executada, se N = 12, a linha Y₆ (VEL-1) é levada a nível "0" e o *latch* 1 (CIs 4 e 5) mantém em suas saídas o valor contido no acumulador A. Se N = 14, o mesmo ocorre com o *latch* 2 (CIs 6 e 7), acionados pela linha Y₇ do decodificador (VEL-2).

Sentido das locomotivas

Tabela 1

Instrução	Linha acionada	Resultado
IN A,02H	FR1	Locomotiva 1 p/ frente
IN A,03H	FR2	Locomotiva 2 p/ frente
IN A,04H	RE1	Locomotiva 1 p/ trás
IN A,05H	RE2	Locomotiva 2 p/ trás

Acionamento dos desvios

Tabela 2

Instrução	Linha acionada	Resultado
OUT 00,01H	DVR 1	Desvio 1 para reta
OUT 00,02H	DVC 1	" 1 " curva
OUT 00,04H	DVR 2	" 2 " reta
OUT 00,08H	DVC 2	" 2 " curva
OUT 00,10H	DVR 3	" 3 " reta
OUT 00,20H	DVC 3	" 3 " curva
OUT 02,40H	DVR 4	" 4 " reta
OUT 02,80H	DVC 4	" 4 " curva
OUT 02,01H	DVR 5	" 5 " reta
OUT 02,02H	DVC 5	" 5 " curva
OUT 02,04H	DVR 6	" 6 " reta
OUT 02,08H	DVC 6	" 6 " curva
OUT 04,10H	DVR 7	" 7 " reta
OUT 04,20H	DVC 7	" 7 " curva
OUT 04,40H	DVR 8	" 8 " reta
OUT 04,80H	DVC 8	" 8 " curva
OUT 04,01H	DVR 9	" 9 " reta
OUT 04,02H	DVC 9	" 9 " curva
OUT 06,04H	DVR 10	" 10 " reta
OUT 06,08H	DVC 10	" 10 " curva
OUT 06,10H	DVR 11	" 11 " reta
OUT 06,20H	DVC 11	" 11 " curva
OUT 06,40H	DVR 12	" 12 " reta
OUT 06,80H	DVC 12	" 12 " curva
OUT 08,01H	DVR 13	" 13 " reta
OUT 08,02H	DVC 13	" 13 " curva
OUT 08,04H	DVR 14	" 14 " reta
OUT 08,08H	DVC 14	" 14 " curva
OUT 08,10H	DVR 15	" 15 " reta
OUT 08,20H	DVC 15	" 15 " curva

Garanta todos os fascículos do curso de videocassete e receba-os diretamente em sua casa.

Assine Eletrônica.

Utilize para isso o cupom encartado nesta edição.

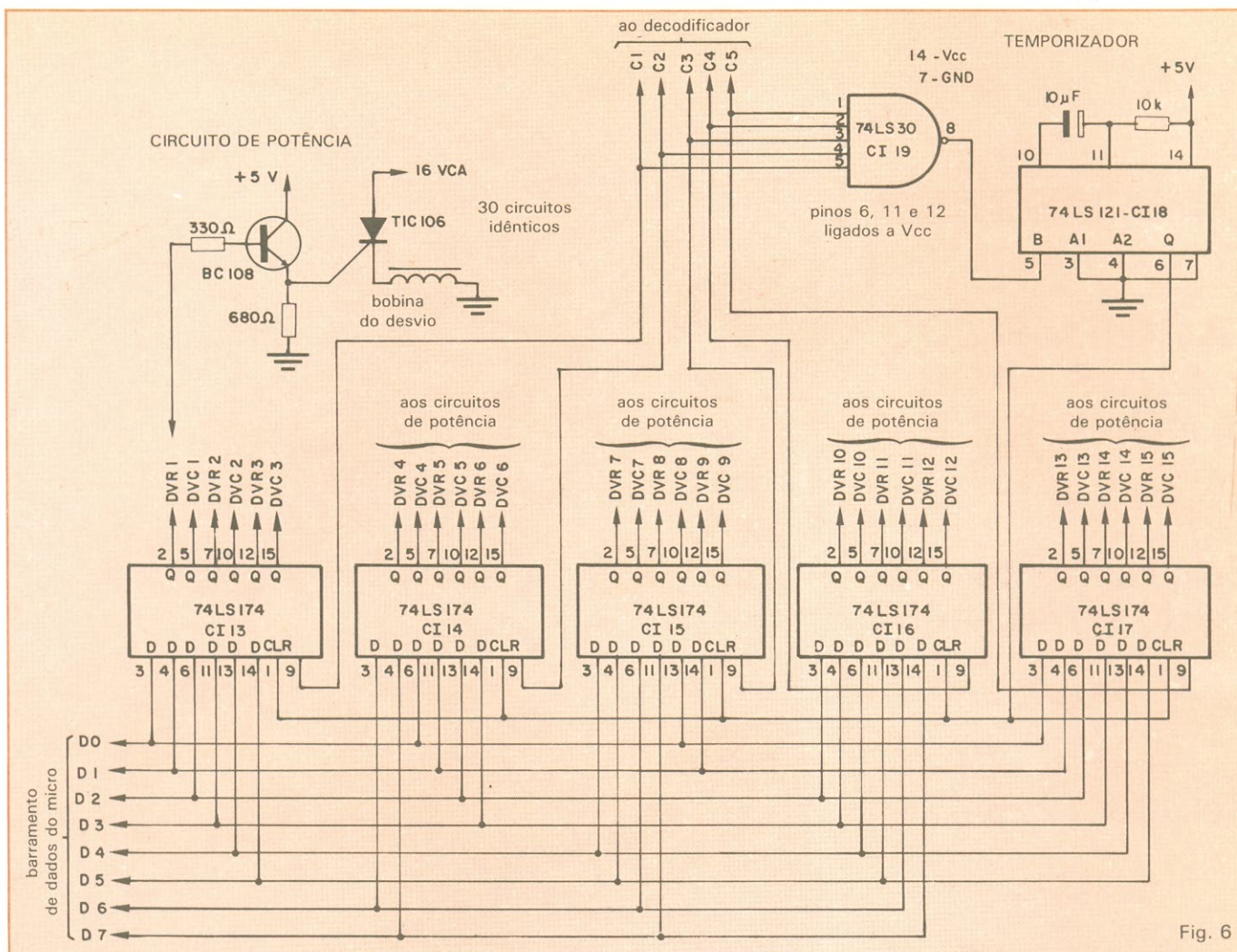


Fig. 6 Controle de velocidade das locomotivas, composto pelos osciladores e circuitos de potência.

Conversores D/A — São utilizados para gerar um sinal CC, que irá controlar o ciclo de trabalho dos osciladores para o controle da velocidade das locomotivas. Os conversores usados aqui são bastante simples e, obviamente, sua precisão de conversão não é muito boa, mas se adapta perfeitamente às exigências do projeto. A figura 3 mostra o esquema de um dos conversores D/A. São necessários dois conversores idênticos para controlar as duas locomotivas. Os resistores são de 1% de tolerância e o potenciômetro de 4,7 kΩ regula a faixa de conversão (12 volts, no máximo).

Osciladores e potência — O controle de velocidade adotado utiliza o circuito temporizador 555, montado como oscilador com tempo de trabalho variável, em função do nível de tensão CC presente no pino 5, como mostrado na figura 4. A parte de potência é feita através de um par *darlington*, constituído por um transistor BC 108 e um 2N3055. Esse circuito mantém as locomotivas com alto torque, mesmo em baixas velocidades. O potenciômetro de 47 kΩ

regula a máxima velocidade das máquinas. As entradas M01 e M02 são ligadas às saídas dos conversores D/A.

Inversores frente-ré — Para se inverter o sentido das locomotivas foi usado o circuito da figura 5. A inversão é feita através do controle dos estados dos dois *flip-flops* de CI12. Como as linhas de dados estão em "1", se mantivermos as linhas *clear* (CLR) em nível "1", dando um pulso "1" → "0" → "1" na entrada do *clock*, as saídas Q irão a "1", fazendo com que o transistor conduza e o relé seja acionado. Por outro lado, se dermos um pulso "1" → "0" → "1" na entrada *clear*, a saída Q será baixada a "0", o transistor, cortado, e o relé voltará à condição inicial, ficando assim até que outro pulso seja dado no *clock*.

Aqui foram usadas as instruções anormais de entrada, uma vez que não necessitamos colocar nenhum dado no micro, pois só precisamos de um pulso. Temos então as possibilidades mostradas na Tabela 1. Os relés devem ter contatos para 0,5 A ou mais e bobina de 12 V.

Latch, controle de tempo e potência dos desvios — Os 15 desvios e 30 posições são controlados por um circuito *latch* semelhante ao da figura 1, mas com uma diferença fundamental: os dados são mantidos nas saídas do *latch* por aproximadamente 0,5 segundo. Isto é necessário para não queimar as bobinas que acionam o mecanismo dos desvios. Estes são compostos por duas bobinas com um eixo de ferro móvel entre elas. Quando uma bobina é alimentada com 16 V, o eixo móvel é violentamente atraído e aciona um sistema de agulhas que posiciona os trilhos — por exemplo, para a curva.

Alimentando-se a outra bobina, o eixo é atraído em sentido contrário e o desvio é posicionado para a reta. Se a tensão for mantida na bobina por mais alguns segundos, ocorrerá o rápido aquecimento desta e sua destruição. O tempo de 0,5 segundo é dado por um circuito do tipo 74LS121. Após esse período, o *latch* é "ressetado", ficando com suas saídas em "0".

Como as bobinas consomem uma corrente elevada, foram utilizados SCRs do tipo TIC-126. O circuito do

**AGORA FICOU
MAIS FÁCIL
ANUNCIAR EM**



**Belo Horizonte - MG
Tel: (031) 463-4666**



**Brasília - DF
Tel: (061) 226-4784**



**Recife - PE
Tel: (081) 221-1955**



**Rio de Janeiro - RJ
Tel: (021) 232-6893**



**Porto Alegre - RS
Tel: (0512) 42-4065**



E só discar.

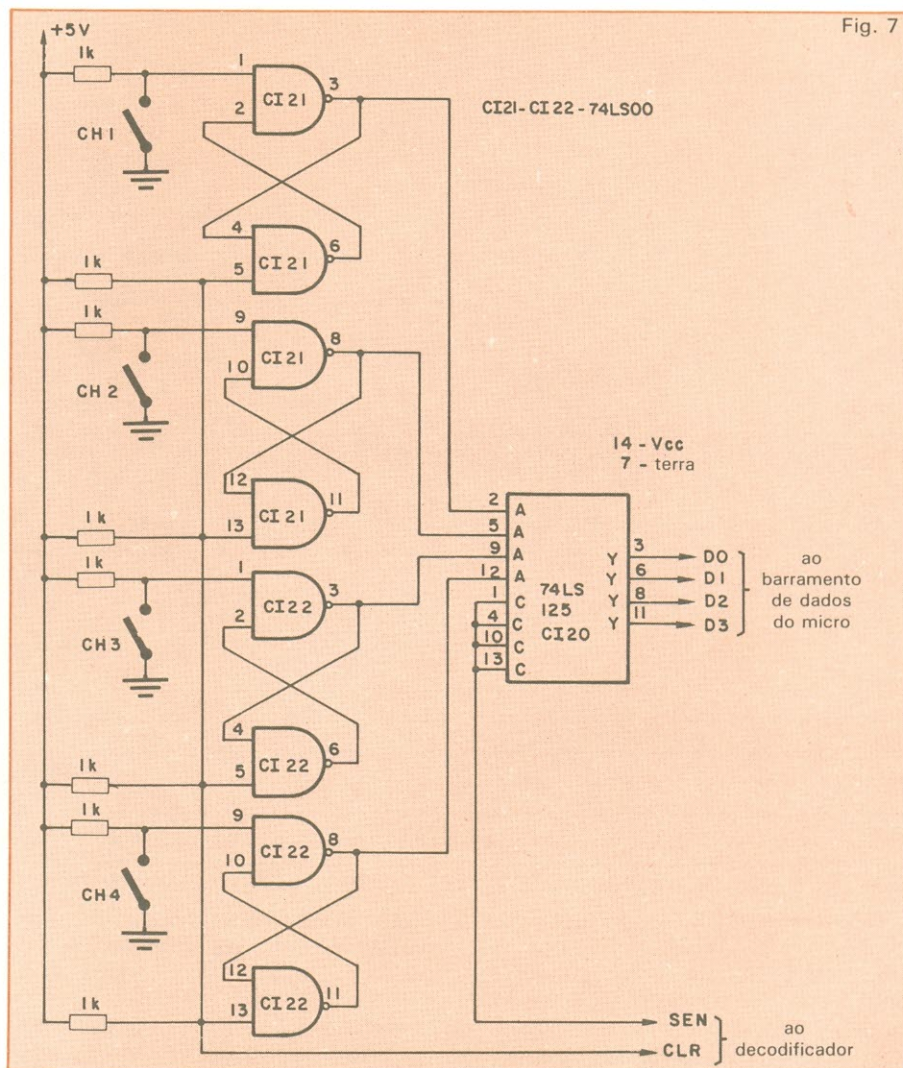


Fig. 7

Sensores das locomotivas. Eles informam ao micro a posição dos trens.

acionador dos desvios aparece na figura 6; com ele é possível acionar 15 desvios (30 posições). Mas é possível ampliá-lo, adicionando-se mais CIs 74LS174 (cada '174 controla 3 desvios). As possibilidades de acionamento dos desvios estão relacionadas na Tabela 2. A letra H indica que o número está em hexadecimal.

Sensores de posição das locomotivas — É necessário que o micro saiba onde se encontram as locomotivas no circuito, para que possa efetuar as mudanças dos desvios e controlar a velocidade convenientemente. O circuito que cumpre essa função está na figura 7. Os interruptores "S" podem ser do tipo *reed-switch*, distribuídos adequadamente pelos trilhos e acionados por um pequeno ímã colocado nas

locomotivas; ou, ainda, um sistema ótico que emita um sinal TTL quando um feixe de luz for cortado pelo trem; ou qualquer outro tipo de sensor.

A figura 7 mostra o esquema de um sensor de 4 posições, que pode ser ampliado para 16 ou mais, adicionando-se circuitos *flip-flop* idênticos e circuitos *tristate* tipo 74LS125.

A leitura dos sensores é feita colocando-se um nível "0" na linha SEN. Após a leitura, deve-se "limpar" todos os *flip-flops*, aplicando-se um pulso "1" → "0" → "1" à linha CLR. As linhas CLR e SEN são ligadas às saídas Y₀ e Y₁ de CI1 (fig. 1).

(No próximo número: a planta da ferrovia, com a localização dos desvios e sensores, além de todos os programas de operação.)

RESISTORES NÃO
LINEARES — 3ª PARTE

Os termistores de coeficiente positivo

Com aplicação na partida de motores, sistemas de aquecimento, desmagnetização de cinescópios e outras, os PTCs são os termistores de coeficiente térmico positivo

Os PTCs (*Positive Temperature Coefficient*) são termistores que possuem um coeficiente térmico de resistência altamente positivo. Eles diferem dos NTCs — que vimos no artigo anterior desta série — em dois aspectos fundamentais: o coeficiente de temperatura de um PTC é positivo apenas dentro de certa faixa de temperatura — fora dessa limitação, o coeficiente é negativo ou nulo; o valor absoluto do coeficiente térmico dos PTCs normalmente é bem maior que o dos NTCs.

É notável, ainda, que dentro de sua faixa de operação térmica eles podem apresentar variação na resistência ao nível de várias potências de dez. Essa acentuada mudança resulta de sua construção característica, que se vale da semicondutividade e da ferroeletridade do titanato cerâmico. Na fabricação dos PTCs são utilizadas soluções sólidas desse material, dopadas com outros óxidos de titânio, estrôncio e outros materiais cuja composição produz as características elétricas desejadas. Depois de misturados e comprimidos no formato de disco, tubular ou outros, dependendo de sua futura aplicação, os corpos são sinterizados a altas temperaturas, entre 1 000°C e 1 400°C. Por

fim, recebem cuidadosamente seus contatos e terminais de conexão, também conforme cada tipo.

Características elétricas — Para um PTC, define-se uma resistência de carga zero R_T , que é a resistência medida a uma dada temperatura T , enquanto a carga elétrica é mantida tão pequena que não há variação notável no valor resistivo se ela é reduzida a um valor qualquer.

A figura 1 mostra uma típica curva de variação da resistência de um PTC em função da temperatura. O começo da faixa no qual o dispositivo se comporta com coeficiente térmico positivo é indicado por T_{min} ; a resistência nesse momento é R_{min} . A indicação T_{ref} caracteriza o início da faixa de alta variação na resistência; a resistência aí correspondente é R_{ref} . Para cada PTC, esse ponto é definido como a temperatura na qual a resistência de carga zero é igual ao valor $R_{ref} = 2 \times R_{min}$. Uma tolerância de $\pm 5\%$ geralmente é permitida. Há PTCs em que esse ponto se localiza nos mais diversos valores de temperatura: -30°C , 0°C , $+40^\circ\text{C}$, $+60^\circ\text{C}$, $+80^\circ\text{C}$, $+120^\circ\text{C}$, $+180^\circ\text{C}$ e $+220^\circ\text{C}$. Além disso, para aplicação em proteção de motores, há PTCs dis-

poníveis com “temperaturas limiares” entre 60°C e 180°C , subdivididas em passos de 5°C ou 10°C . Dentro desse objetivo, a temperatura limiar nominal é definida como aquela em que acontece uma variação na resistência ao ponto de fazer o dispositivo apropriado de controle responder.

Ainda na curva da figura 1, o valor de resistência indicado por R_p e T_p é um valor típico da faixa de alta variação resistiva.

Variação com a frequência — A figura 2 ilustra a variação do comportamento do PTC com a mudança da frequência do sinal aplicado. As curvas são especificadas para tensões de teste inferiores a 1,5 V. Na operação com tensão alternada é interessante notar que, devido à característica do material de fabricação, que não age só ohmicamente, mas também capacitivamente, o valor de R_p , medido como impedância em CA, diminui com o aumento da frequência.

Além da temperatura e da frequência, um outro fator de variação resistiva no PTC é a intensidade de campo. Um fenômeno denominado “efeito varistor” ocorre internamente nos dispositivos quando eles apresentam alta impedância. Esse efeito reduz a resistência máxima alcançável e também o valor do coeficiente térmico α_R .

Características tensão \times corrente — A curva característica de corrente \times

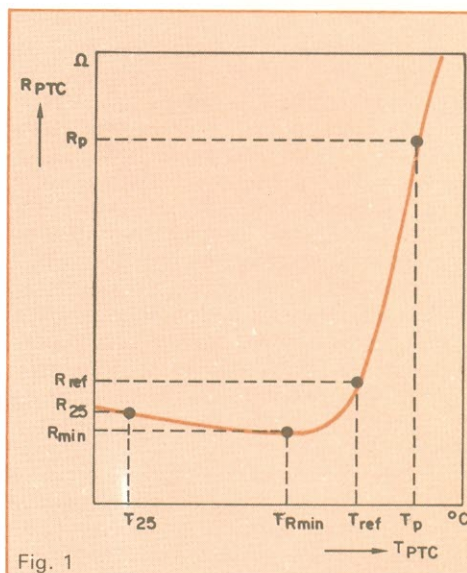


Fig. 1

Curva característica de resistência \times temperatura.

tensão, da figura 3, ilustra a relação entre essas variáveis numa condição termicamente estável, no ar estático, a 25°C.

A corrente de *breakover* I_{BO} , que circula quando o PTC é submetido a uma tensão V_{BO} , é a corrente na qual a potência consumida é suficiente para aquecer o termistor acima da temperatura de referência T_{ref} .

A corrente de fuga I_f é a que se desenvolve sob uma tensão de operação V_{op} e em equilíbrio térmico.

A tensão máxima de funcionamento $V_{máx}$ é a que pode ser aplicada continuamente ao dispositivo, à temperatura ambiente especificada, no ar estático e no estado de alta impedância estacionária.

Aplicações típicas — Os PTCs são empregados como limitadores de corrente, sensores de temperatura e protetores contra sobreaquecimento em equipamentos tais como motores elétricos. Também encontram aplicação como indicadores de nível, dispositivos de retardo, termostatos, resistores de compensação e outros usos.

Em qualquer projeto com PTC é importante considerar a temperatura ambiente. Uma dissipação de calor insuficiente também pode levar a uma considerável redução na capacidade de carga. O auto-aquecimento e o efeito varistor, contudo, podem ser desprezados nas aplicações como sensores térmicos.

Outro parâmetro interessante é a constante tempo-térmica, que representa o tempo necessário para o termistor alcançar 63,2% da diferença total entre as temperaturas inicial e final de seu corpo, quando submetido a uma paulatina variação na temperatura, sob a condição de carga nula.

Termostatos auto-regulados — Se um termistor é exposto a uma intensidade de campo da ordem de 10 V/mm, ele experimenta uma elevação na temperatura acima de sua referência térmica. Isso resulta numa temperatura balanceada que praticamente independe da variação térmica do ambiente. Graças a seu coeficiente positivo, o consumo de energia no PTC aumenta com a queda da temperatura e, inversamente, diminui quando sobe a temperatura. Esse efeito termostato resulta numa estabilização térmica com fatores de estabilização ($\Delta T/\Delta T_{ext}$) entre 5 e 10.

Mesmo considerando variações na tensão de funcionamento, a estabilização será eficiente. Se a temperatura de operação aumenta, o PTC inicialmente consome mais potência, mas, como resultado, a corrente estabiliza-se em um nível menor.

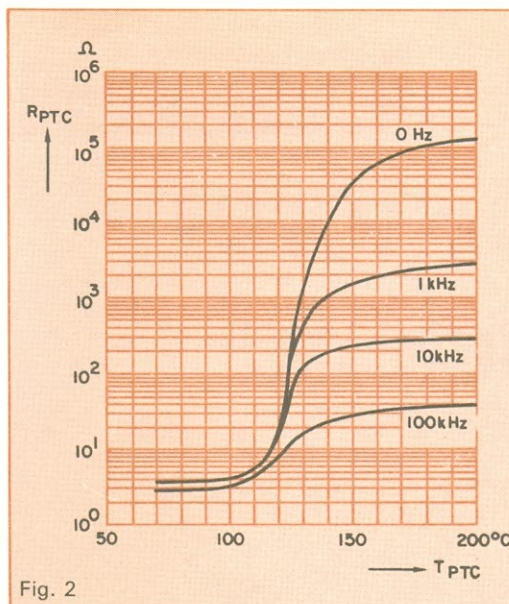


Fig. 2

Variação das curvas do PTC com a frequência.

É o que ocorre num sistema de aquecimento de água, onde o efeito termostato do PTC é aproveitado para controlar a fervura e manter a temperatura final. A curva da corrente em função do tempo, da figura 4, mostra as três fases de funcionamento do sistema. Na primeira, o calor dissipado pelo PTC é usado para ferver a água. O equilíbrio de energia devido ao alto grau de extração de calor faz o sistema operar a uma potência de aquecimento constante e elevada, até que toda a água tenha fervido (fase 2). Depois disso, o termistor reduz seu consumo de potência a um nível dez vezes menor que o inicial (3). E assim é possível manter o gasto energético exigido do PTC em um valor residual correspondente a um novo equilíbrio de potência. Isso resulta numa temperatura final estável dentro do sistema aquecido.

Controle de nível — Um PTC aquecido por meio de intensidades de campo da ordem de 10 V/mm reage a mudanças nas condições de resfriamento externo com a variação de seu consumo de potência. Assim, a uma tensão constante, o consumo de corrente é função da respectiva dissipação de calor. Como um acréscimo na dissipação térmica (isto é, aumentando o resfriamento), a corrente no PTC se eleva como resultado do coeficiente positivo de temperatura. A variação na corrente é particularmente grande se tiver sido aquecido no ar e for colocado em um meio líquido, onde a dissipação térmica é consideravelmente maior. A figura 5 indica as curvas características de corrente x temperatura de um PTC em ambos os meios, ar e líquido.

Se as condições ambientais perma-

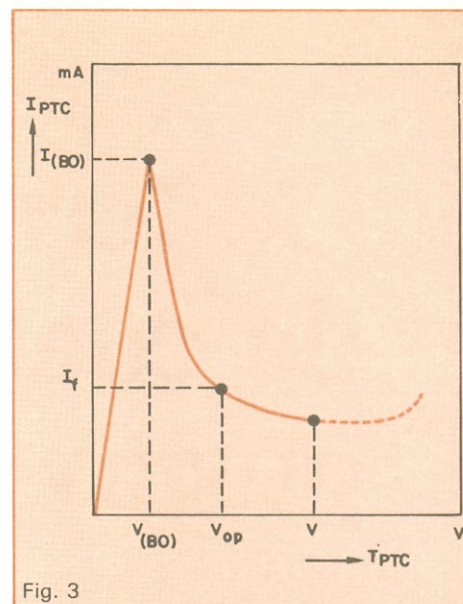


Fig. 3

Curva característica de corrente x tensão.

necerem inalteradas, a curva característica se aproximará de uma hipérbole, uma vez que a energia consumida entre aproximadamente 6 e 30 V/mm é quase independente da tensão. Várias "hipérboles de igual potência" aplicam-se a diferentes condições de ambiente. Com base nisso, é possível definir se o termistor está em funcionamento no ar ou em um líquido, e se o meio está estacionário ou em movimento.

Elementos de comutação — Se ao PTC for aplicada uma tensão com o objetivo de aquecê-lo acima de sua temperatura de referência, o tempo que ele levará para atingir esse valor e a condição de alta resistência dependerá da potência inicial. Pela seleção adequada da tensão, resistência série, tamanho do PTC, temperatura de referência e capacidade de calor é possível variar o "tempo de comutação" dentro de amplos limites. A seguinte equação dá uma aproximação para esse t_s :

$$t_s = \frac{c \cdot \delta \cdot \text{vol} (T_{ref} - T_0)}{P_i}$$

Onde,

t_s = tempo de comutação (em s)
 c = calor específico do material do PTC (em W.s/K.g)

δ = densidade do material do PTC (em g/cm³)

T_{ref} = temperatura de referência do PTC (em °C)

T_0 = temperatura do PTC antes da tensão ser aplicada (em °C)

vol = volume do PTC (em cm)

P_i = potência inicial do PTC (em W)

Um valor aproximado da potência desenvolvida sobre o PTC até a temperatura de referência ser atingida é dada pela equação:

$$P_i \cong \frac{V^2 \cdot R_0}{(R_s + R_0)}$$

Onde,

V = tensão de operação (em V)

R_0 = valor da resistência do PTC antes da tensão ser aplicada (em Ω)

R_s = valor da resistência em série (em Ω)

Esse tipo de circuito de atraso com os PTCs pode ser aplicado em sistemas de desmagnetização de cinescópios em cores, atraso de circuitos com relés e no controle da fase de partida auxiliar de motores de corrente alternada, como nas figuras 6 e 7.

Dispositivos de proteção — A característica de corrente x tensão do PTC permite que ele seja aplicado também como um dispositivo protetor contra curtos ou sobrecargas de corrente, em alguns casos. Para tanto, o PTC é ligado em série com a carga a ser protegida. A figura 8 ajuda a entender a atuação do termistor dessa maneira. Para

o funcionamento normal, considerando que a linha de resistência 1 corresponde à carga, o ponto de operação do PTC é A, onde ocorre o cruzamento da reta com sua curva característica. Devido ao seu valor de resistência extremamente baixo, nessa região, ele causa apenas uma leve queda de tensão. Mas se acontece um curto-circuito na carga, alterando sua linha de resistência para a indicada pelo número 2, o cruzamento com a curva do termistor passa a ser no ponto B, o que resulta no aquecimento do PTC. Nessa condição, em que ele apresenta altíssima resistência, a potência consumida pela carga é limitada a um valor final baixo e aceitável, protegendo-a contra a anomalia. Depois da sobrecarga ser eliminada, o circuito voltará automaticamente a funcionar no ponto A. Há PTCs comercialmente disponíveis para operação em até 500 V, o que pode proporcionar proteção a cargas em aplicações com valores de potência de até 200 watts.

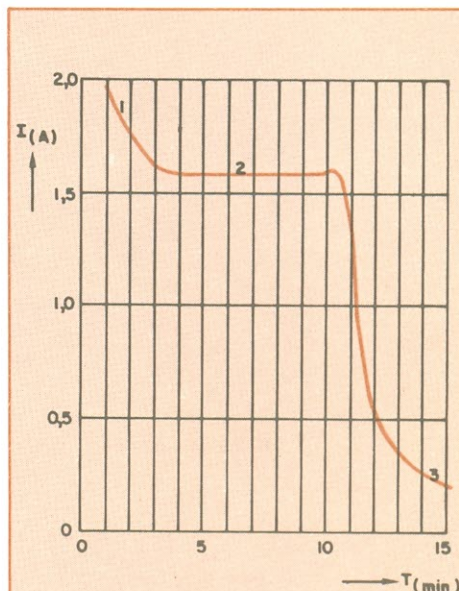


Fig. 4

Corrente x tempo num sistema de aquecimento com PTC.



Eletrônica Luniv

Uma "senhora" loja. Temos tudo em eletrônica.



Kits

Novokit-JME
Dialkit-Laser



Componentes

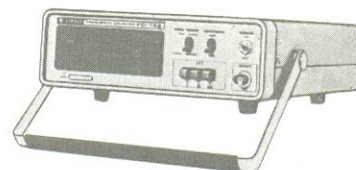
Transistores-CI's
Tiristores-Diodos
Zener's-Optos

Geral

Manuais-Fontes-Agulhas-Fitas
Caixas de som - Alto falantes
Microfones - Fios

Equipamentos

Trio-Kenwood-Sanwa
Labo-Kaise-
Dynatech-Fluke, etc.



*Preços baixos mesmo.
Venha conversar conosco.*

Rua República do Líbano, 25-A — Centro
Fones: 252-2640 e 252-5334 — Rio de Janeiro

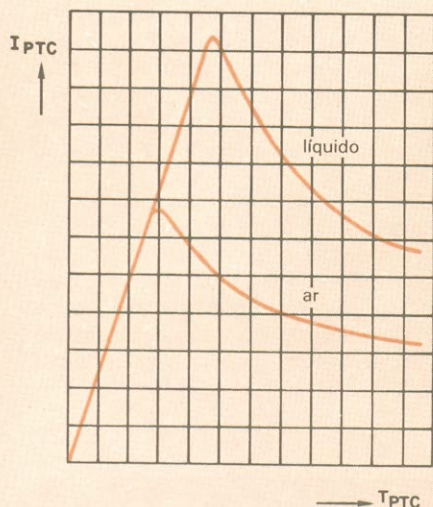
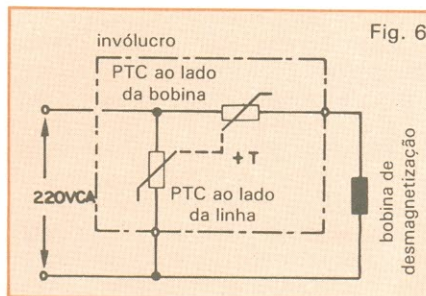
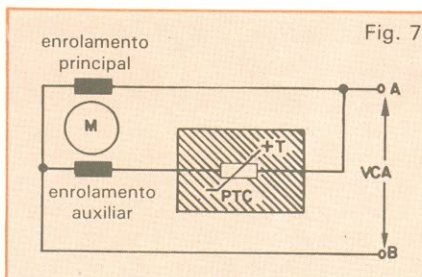


Fig. 5

Curvas de corrente \times temperatura para um PTC.



Circuito para desmagnetização de cinescópio em cores.



Circuito para controle do enrolamento auxiliar de motor trifásico.

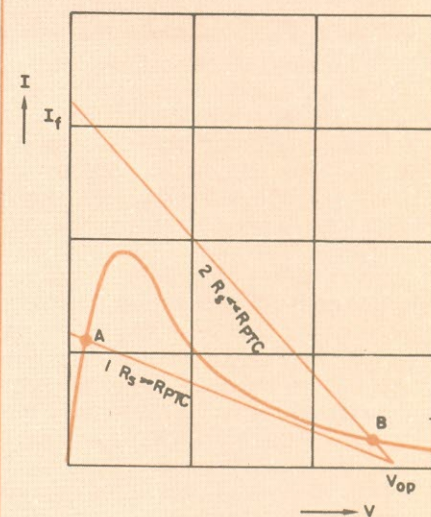
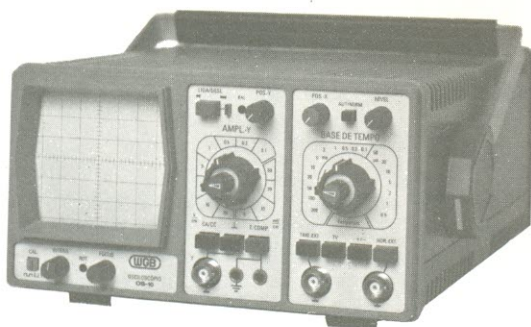


Fig. 8

Uso do PTC na proteção de sobrecargas de corrente.

OS-10

Osciloscópio para faixa de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP



Elementos adesivos reposicionáveis para confecção de layout de Circuitos Impressos



Ilhas



Curvas



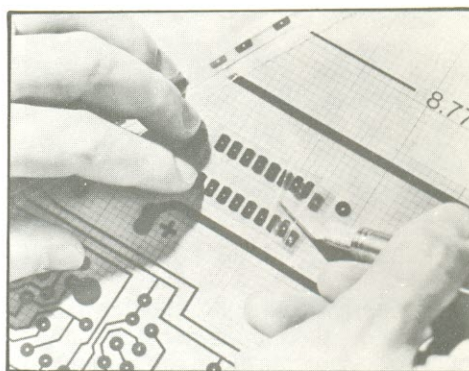
Linhas



Conectores D.I.P.



Conectores TO



Conectores de inserção



Pontos de registro

Todos os padrões são produzidos por um processo fotográfico, resultando em opacidade total com bordas perfeitas. Disponíveis em preto fosco, azul transparente ou vermelho.

Representante e distribuidor:

importação, exportação e comércio



SERION ltda.

Rua Antonio de Godoi, 122 - Cj. 126/9
Tel. 222-5255 - Telex (011) 36425 SEON BR
CEP 01034 - São Paulo, SP

Birôs de QSL pelo mundo

Uma lista de birôs internacionais para quem gosta de confirmar diretamente os QSO que realiza

Apresentamos, desta vez, uma relação de birôs de QSL de vários países do mundo. O objetivo é facilitar o endereçamento do QSL de confirmação do QSO realizado, já que muitas vezes o radioamador prefere enviar diretamente o seu QSL, em especial se a estação que trabalhou for "figurinha". Além dos birôs internacionais, incluímos uma relação das seccionais da Labre, distribuídas pelo território brasileiro.

PREFIXO ENDEREÇO

A, K, N, W1 *Hampden Country, A. R. Assoc.* — Box 216 — Forest Park Station — Springfield — Massachusetts — 01108 — EUA.

A, K, N, W2 *Foreign Station Only Via North Jersey DX Assoc.* — Box 8160 — Haledon — New Jersey — 07508 — EUA.

A, K, N, W3 *Leon Lapkiewicz* — Box 6238 — Filadélfia — PA — 19136 — EUA.

A, K, N, W4 *Mecklenburg, A. R. S.* — Box DX — Charlotte — NC 28220 — EUA.

A, K, N, WB4 *Foreign Station Only Via Sterling Park ARC* — Box 599 — Sterling — Virginia — 22170 — EUA.

A, K, N, W5 *Foreign Station Only Via ARRL W5* — Box 1690 — Sherman — Texas — 75090 — EUA.

A, K, N, W6 *QSL Bureau* — Box 1460 — Sun Valley — CA — 91325 — EUA.

A, K, N, W7 *Via Willamette* — Valley DX Club Inc. — Box 555 — Portland — ORE — 97207 — EUA.

A, K, N, W8 *Via Columbus* — Amateur Radio Assoc. Radio Room 280 E — Broad ST — Columbus — Ohio — 43215 — EUA.

A, K, N, W9 *Via Northern* — Illin. DX Assoc. — Box 519 — Elmhurst 111. — 60126 — EUA.

A, K, N, W0 *Radio Club* — Box 291 — Omaha — NE 68101 — EUA.

A3 *Amateur Radio Club of Tonga* — Box 220 — Nukualofa — Tonga.

A4 *Roars* — Box 981 — Mascate — Omã.

A9 *Arab* — Box 472 — Awali — Barein.

AP *Lahore Amateur Radio Society* — Box 65 — Lahore — Paquistão.

BV *China Radio Assoc.* — Box 101 — Taipei — Formosa.

C2 *Nauru A. R. C.* — Box 29 — Ilha de Nauru — Oceano Pacífico.

C6 *Bahamas Amateur Radio Society* — Box 6004 — Nassau Bahamas.

CE *Radio Clube of Chile* — Box 13630 — Santiago — Chile.

CP *Radio Club Boliviano* — Box 2111 — La Paz — Bolívia.

CR9 *Hong Kong Amateur Radio* — Box 541 — Hong Kong.

CT *Rede dos Emissores Portugueses* — QSL Bureau — Rua D. Pedro — V. N. 7-40 — Lisboa — Portugal.

CX *R. C. U.* — Box 37 — Montevidéu — Uruguai.

DA, DL *DARC. Amateurfunk Zentrum* — Box 1155, D3507 — Baunatal — Alemanha Ocidental.

DU *QSL Bureau* — Box 4083 — Manila — Filipinas.

EA *URE* — Box 220 — Madrid — Espanha.

EI *IRTS QSL Bureau* — Box 462 — Dublin 9 — Irlanda.

EK *QSL Bureau* — Box 3956 — Noumea — Nova Caledônia.

EL *Liberian Radio Amateur Assoc.* — Box 1477 — Monróvia — Libéria.

ET3 *Telcoms ARC* — Box 1047 — Addis Abeba — Etiópia.

FM7 *Square Trudaine* — 75009 — Paris — França.

FG7 *Radio Club Guadeloupe* — Box 387 — 97110 — Point-à-Pitre — Guadalupe.

FK *QSL Bureau* — Box 3956 — Noumea — Nova Caledônia.

FO *Radio Club Oceania* — Box 374 — Elite Papeete Taiti — Oceania Francesa.

FP0 *7 Woodside Drive* — Rockaway — N. J. — 07866.

FP8 *Box 89* — Saint Pierre e Miquelon — Via Sydney — NS — Canadá.

FY *Radio Club de Guyane* — Box 508 — 97300 — Caiena — Guiana Francesa.

F1, FO *REF 2* — Square Trudaine — 75009 — Paris — França.

G *RSGB QSL Bureau* — 30 Bodnant — Gardens London SW 20 — Inglaterra.

GI *RSGB R. Parsons* — 45 Erinvale Ave. Finaghy Belfast — Belfast — Bt10 0fp — Irlanda do Norte.

GM *11 Marchmont Road Ay* — KA72 SB — Escócia.

GW *RSGB* — 28 Waterson Road — Gabfla Cardiff — País de Gales.

HA *HSRL* — Box 214 — 1050 — Budapest — Hungria.

HB, HB0 *USKA QSL Bureau* — Box 9 — 900 Langenthal — Suíça.

HC *Guayaquil Radio Club* — Box 5757 — Guayaquil — Equador.

HH *Radio Club Haiti* — Box 70-B — Port-Au-Prince — Haiti.

HI *RCD* — Box 1157 — Santa Domingo — República Dominicana.

HK *LCRA* — Box 584 — Bogotá — Colômbia.

HL9 *American Amateur Radio Club of Korea* — Dependent Mail. Section — Apo San Francisco — Califórnia — 96301.

HM *Korean Amateur Radio League* — Central Box 162 — Seoul — Coreia do Sul.

HP *LPRA* — Box 94-175 — Panamá 94 — República do Panamá.

HR *Radio Club de Honduras* — apto. O 273 — San Pedro Sula — Honduras.

HS *Rast* — Box 2008 — GPO Bangkok — Tailândia.

HV *Domenico Petti* — Radio Station — Vatican City — EU.

I, IV, IZ *Associazione Radiotecnica Italiana* — Via Scarlatti 31. 1-20 124 — Milão — Itália.

JA, JR *JARL* — Sugamo 1-14-2 — Toshima-Ku — Tóquio 170 — Japão.

JT *Radio Club* — JT1KAA — Box 639 — Ulan Bator — Mongólia.

JY *RJAS* — Box 11020 — Amã — Jordânia.

KA2 *FEARL* — Sam Fleming — GARH-ID-GS-T — Apo San Francisco — CA — 96343.

KA6 *Amateur Radio Club* — Box 217 — Torii Station — Apo San Francisco — CA — 96331.

KG4 *Guantánamo ARC KG4* — Box 73, FPO — New York — 09593.

KG6 *MARC* — Box 445 — Agaña — Guam — Uspto — 96910.

KH6 *KH6 QSL Bureau Manager* — Box 101 — Aiea — Oahu — Hawai — 96701.

KJ6 *Johnston Island Amateur Radio Club* — Box 4 — Apo San Francisco — CA — 96305.

KL7 *Alaska QSL Bureau* — 4304 — Garfield — Anchorage — AK — 99503.

KM6 *KM6BI* — Box 43 — Apo San Francisco — CA — 96614.

KP4 *KP4 QSL Bureau* — Box 1061 — San Juan — Porto Rico — 00902.

KS6 *KS6 QSL Bureau* — Box 1618 — Pago Pago — AS. — 96799.

KV4 *Box 572* — Christiansted ST. Croix — Ilhas Virgens — 00820.

KX6 *KX6 QSL Bureau* — Box 444 — Apo San Francisco — CA — 96555.

LA, LJ *NRRL* — Box 21 — Refstad — Oslo, 5 — Noruega.

LU *Radio Clube Argentino* — CC 97, 1000 — Buenos Aires — Argentina.

LX *R. Schott* — 35 Rue Batty Weber — Esch-Alzette G. D. — Luxemburgo.

LZ *Central QSL Bureau* — Box 830 — Sofia — Bulgária.

OA *RCP* — Box 538 — Lima — Peru.

OE *OE VSV* — Box 999 — A-1014 — Viena — Áustria.

OH *SRAL* — Box 10306 — 00101 Helsinki 10 — Finlândia.

OK, OL *CRC* — Box 69 — 113 27 Praha 1 — Tchecoslováquia.

ON UBA — Box 634 — 1000 — Bruxelas — Bélgica.
 OX3, OZ QSL Bureau — B. W. Nielsen (OZ7BW) — Soibjerghevevej 76, 8355 — NY — Soibjerg — Dinamarca.
 OY QSL Bureau — Box 184 DK-3800 — Torshavn — Ilhas Farøe.
 PA Dutch QSL Bureau — Postbus 330, 6800 AH — Arnhem — Holanda.
 PJ Verona — Box 383 — Curaçao — Antilhas.
 PT, PY LABRE CENTRAL — DF — Caixa Postal 07-0004 — Brasília.
 PZ Surinam Amateur Radio League — Box 566 — Paramaribo — Suriname.
 SJ, SM SSA — Ostmarksg 43 — S-12342 — Farsta — Suécia.
 SP PZK QSL Bureau — Box 320 — 00950 — Warszawa — Polónia.
 SU Ibrahim Mohamed Sulim — Roda Str. — Cairo — Egipto.
 SV1 RAAG — Box 564 — Atenas — Grécia.
 SV0 Radio Amateur Assoc. of Greece — Box 564 — Atenas — Grécia.
 TA, TC Turk Radio Amatori — Box 699 — Istambul — Turquia.
 TF Islsmzkir Radio Amatorer — Box 1058 — Reykjavik — Islândia.
 TG CRAG — Box 115 — Guatemala City — Guatemala.
 TI Radio Club of Costa Rica — Box 2412 — São José — Costa Rica.

U Central Radio Club — Box 88 — Moscou — Rússia.
 VE CRRL Central QSL Bureau of Canada — Box 663 — Halifax — Nova Scotia — 83J2T3 — Canadá.
 VO1 CRRL QSL Bureau — Box 6 — ST. John's — NF — Canadá — A1C5H5.
 VK1 QSL Officer — VK1ACA — Cambera City Act — 2601 — Box 1173 — Austrália.
 VK2 QSL Bureau — Branch — Post Office — Taralea — Nsw. — Austrália — 2284.
 VK3 1 Amery ST — Ashburton — Victoria — 3147 — Austrália.
 VK4 QSL Bureau — Box 638 — GPO — Brisbane — QLD — Austrália — 4001.
 VK5 QSL Bureau — 16 Howden Road — Fulham — Austrália — 5024.
 VK6 QSL Bureau — GPO Perth — WA — Austrália — 6001.
 VK7 QSL Bureau — Box 371 D — Hobart Tas — Austrália — 7001.
 VK8 QSL Bureau — Box 1418 — Darwin NT — Austrália — 5794.
 VK9, 0 Via VK6NE — N. R. Penfold-388 Huntriss Road — Woodisnas — Austrália — 6018.
 VP2A QSL Bureau — Box 641, ST. Johns — Antigua — Ilhas Leeward.
 VP2D QSL Bureau — Arc of Dominica Postal Deliveries — GPO Roseau — Ilhas Winward — Dominica.
 VP2G QSL Bureau — Box 421 — ST. Georges — Grenda.
 VP2L QSL Bureau — Box 322 — Castries — Santa Lucia — Winward.
 VP2S QSL Bureau — Box 142 — ST. Vincent — Índias Orientais.
 VP8 Amateur Radio — QSL Bureau — Falkland Island Dependencies — British Antarctic Survey HO — Port Stanley — Malvinas.
 VP9 Radio Society of Bermuda — Box 275 — Hamilton — Bermuda.
 VQ9 QSL Bureau — Box 191 — Victoria — Mahe — Seychelles.
 VS6 Hong Kong Amateur Radio Society — Box 541 — Hong Kong.
 VU ARSI QSL Bureau — Box 534 — Nova Delhi 1 — Índia.
 VY1 ARRL QSL Bureau — Box 4599 — Whithorse — Yukon — YT Y1A2R8.
 XE LMRE — Box 907 — México — DF — México.
 YB RARI — Box 2761 — Djakarta — Indonésia.
 YK TIR — Box 35 — Damascus — Síria.
 YN CREN QSL Bureau — Apto. 925 — Manágua — Nicarágua.
 YO Central Radio Club — Box 1395 — Bucarest 5 — Romênia.
 YS Club de Radio Aficionados de El Salvador — Box 517 — San Salvador — El Salvador.
 YU QSL Bureau SRJ — Box 48 — 11001 — Belgrado — Iugoslávia.
 YV RCV — Box 2285 — Caracas — Venezuela.
 Y2, Y9 QSL Bureau — Box 30 — Berlin 55 — Alemanha Oriental.
 ZB Gibraltar — Box 292 — Gibraltar.
 ZD7 W. R. Steves — Box 16 — Jamestown — Ilha de Santa Helena.
 ZD8 Ascencion Ar League — Box 4308 — Patrick Afb — 32925.
 ZC4 Joint Signal Board Hdors — British Forces — Chipre — Bepo 53 —

Londres GPO — Inglaterra.
 ZE RSSR — Box 2377 — Salisbury — Zimbabue.
 ZF QSL Bureau — Box 1029, Grand Cayman — Ilhas Cayaman.
 ZK1 QSL Bureau — c/o Radio Station — Rarotonga — Ilhas Cook — Oceania.
 ZL Joe Reed — Box 30212 — Upper Hutt — Nova Zelândia.
 ZP Radio Club Paraguayo — Box 512 — Assunción — Paraguai.
 ZS SARL — Box 3037 — Capetown — África do Sul.
 3A ARM QSL Bureau — 41 BD — Dujardin Exotique — Mônaco — EU.
 3B Paul Caboche — 3B8AD — Box 467 — Port Louis — Ilha Maurício — Oceano Índico.
 3D2 Raj Singh — 3D2ER — 19 LE Hounte ST — Suva — Ilhas Fiji.
 3D6 Radio Society of Swaziland — Box 21 — Ezulwine — Suazilândia.
 4S7 QSL Manager, Radio Society of Sri Lanka — Box 907 — Colombo — Sri Lanka.
 4U1 International Amateur Radio Club — Box 1121 — Geneva 20 — Suíça.
 4X4 I. A. R. C. — Box 4099 — Tel-Aviv — Israel.
 5B4 CARS QSL Bureau — Box 1267 — Limassol — Chipre.
 5N2 NARS, QSL Bureau — Box 2873 — Lagos — Nigéria.
 5R8 QSL Bureau — Box 587 — Tananarive — Madagáscar.
 5V QSL Bureau — Box 33 — Atakpame — Togo.
 5W Western Samoa Radio Club — QSL Bureau Secretary — Box 1069 — Apia — Samoa Oriental.
 5Z4 QSL Manager, Radio Society of Kenya — Box 45681 — Nairóbi — Quênia.
 6W8 QSL via — Box 971 — Dakar — Senegal.
 6Y5 Jamaica Amateur Radio Society — Red Cross BLDG, 76 Arn LD, Kingston 5 — Jamaica.
 7P KAJ Younger — Agricultural College — Box 829 — Massero Lesotho.
 7Q H. Y. Bvumbwe — 7Q7AE — Box 24 — Blantyre — Malavi.
 7X ARA QSL Bureau — Box 2 — Alger-Gare — Argélia.
 8P6 Amateur Radio Society of Barbados — Box 814E — Bridgetown — Barbados.
 8R1 Ivan Gouveia, 8R1AG, 89B Duke ST — Kingstown — Georgetown — Guiana.
 9A Antonio Ceccoli Mic. Dogana — 67/71, 47.031 — República de San Marino.
 9G1 GARS QSL Bureau — Box 3773 — Accra — Gana.
 9H QSL Bureau — Box 575 — Valleta — Malta.
 9J2 Radio Society of Zâmbia — Box 332 — Kitwe — Zâmbia.
 9K QSL Bureau — Box 736 — Kuwait.
 9L STARS — Box 10 — Freetown — Serra Leoa.
 9M QSL Manager — Box 777, Kuala Lumpur — Malásia.
 9Q5 UZRA QSL Bureau — Box 1459 — Kinshasa 1 — Zaire.
 9V SARTS — Box 27 28 — Singapura 1.
 9X5 RAR QSL Bureau — Box 663 — Kigali — Ruanda.
 9Y4 T & TARS — Box 1167 — Port of Spain — Trinidad e Tobago.

Comunique-se com um mercado de 300.000 leitores!

Anuncie em Nova Eletrônica

532.1655

Como utilizar os códigos RST, SINPO e SINPFEMO

Apresentamos nesta matéria uma explicação sobre o significado e as formas de utilização dos códigos de telegrafia RST, SINPO e SINPFEMO

O código RST é utilizado em praticamente todos os contatos entre radioamadores, além de ser exigido na obtenção de diplomas em vários países do mundo. O significado das letras que o constituem é o seguinte: *R (readability)* — legibilidade do sinal; *S (strength)* intensidade do sinal; *T (tone)* — tonalidade do sinal telegráfico. Numa comunicação, são adicionados números a cada uma destas letras, com a função de indicar as graduações básicas de **legibilidade**, **"força"** e **tom** dos sinais utilizados (Tabela 1).

As técnicas modernas permitem que as notas telegráficas emitidas pelas estações atuais de amadores sejam em geral de boa qualidade. Além disso, também contribuem para um bom desempenho das estações as normas de diversos países que proíbem o uso de transmissores que produzam notas de tom abaixo de sete. Se um sinal parece estar controlado a cristal, acrescenta-se um X no ato da reportagem. Se ele vem acompanhado de um característico "piu piu", acrescenta-se um C, e se houver golpes ("clicks de manipulação"), acrescenta-se um K.

Uma reportagem RST 479 K QRM é o mesmo que: "Recebo seus sinais com alguma dificuldade devido ao QRM; eles são moderadamente fortes

e sua tonalidade é de corrente contínua pura, parecendo o sinal controlado a cristal". No entanto, apesar de ainda ser muito usado, é difícil obter-se uma reportagem precisa com esse código, porque simplesmente as notas referentes ao R, S e T pouco dizem quanto às condições de recepção em um dado momento. Para ser mais exato, você acaba tendo que tecer algumas considerações extras, e a reportagem sai mais ou menos assim: "Olha, o seu sinal é bem forte, mas há uma portadora também na lateral e o batimento não me deixa ouvir tudo o que você diz. A reportagem é S9, mas o 9 vale só para parte de seus câmbios, pois há QSB e o ponteiro chega a cair até S4, OK?"

Complicado, não? Se o QSO fosse em telegrafia, você só transmitiria RST/399 QRM QSB, sem poder exprimir grandezas do QRM e do QSB, a menos que realizasse um câmbio espada, inadequado a um QSO em CW. No entanto, para ser mais preciso e, ao mesmo tempo, facilitar a tarefa de apresentar uma reportagem, basta abandonar o velho RST, e adotar o código SINPO.

O que é SINPO — Trata-se de um sistema de reportagem bem mais completo que o RST, adotado desde 1948 pela IRCC (*International Radio Consulting Committee*). Suas letras têm os signifi-

tes significados: S — (*signal*) intensidade do sinal (QSA); I — (*interference*) interferência (QRM); N — (*noise*) ruídos atmosféricos (QRN); P — (*propagation*) distúrbio de propagação (QSB); O — (*observations*) apreciação geral sobre a recepção (QRK).

Para se decorar o código SINPO basta lembrar S de sinal; I de interferências; N (noise) de distúrbios atmosféricos, estática; P de propagação; e O, última letra, poderá ser lembrado como sendo uma espécie de resumo de reportagem ou observação.

Modo de usar — Não há nenhuma dificuldade na aplicação do SINPO. Você o transmitirá, seguido de cinco algarismos; todos os itens da reportagem são julgados com uma escala de valores, que vai de 1 a 5, conforme os significados contidos na Tabela 2.

Naturalmente, cabe observar e decidir qual a nota a ser atribuída a cada uma das características da recepção. No entanto, à guisa de orientação, sugerimos o seguinte critério: S5 — só para os "tubarões" que entopem a frequência; S1 — sinal fraquíssimo, insuficiente para se fazer o QSO.

Para o QRM, QRN e QSB, as notas podem ser assim distribuídas: 5 — ausência total; 4 — existe, mas não chega a atrapalhar a recepção; 3 — já impedido, e que se ouça integralmente o câmbio do colega; 2 — permite copiar apenas alguns trechos do câmbio; 1 — impede inteiramente que se entenda o que o colega diz.

Como dissemos, o QRN, é um resumo da reportagem. Se a intensidade do sinal for excelente, não houver QRN nem QSB, mas o QRM for extremo, a reportagem poderá ser: SINPO=51551. E, no caso de um sinal fraco, com ótimas condições de recepção (sem QRM, QRN nem QSB) o SINPO será 25554, ou seja, QRK bom. Isto porque, devido às condições favoráveis, você copia tranquilamente o colega. Entendido?

Toda a mensagem relativa à qualidade dos sinais constará de palavras-códigos SINPO ou SINPFEMO (Tabela 3), seguida de um grupo de cinco ou oito números que, respectivamente, qualifiquem as cinco ou oito características de um outro código. Quando não se qualificar a característica correspondente, será utilizada a letra X, em vez de um algarismo. Embora a palavra código SINPFEMO se destine ao uso em telefonia, podemos empregá-la também em telegrafia. ●

ARGOS- IPOTEL

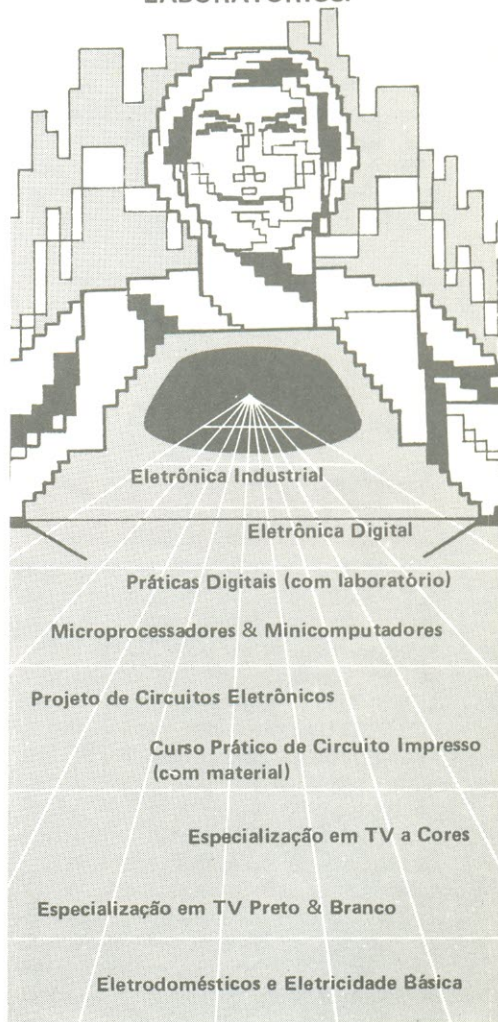
CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome _____

Endereço _____

Cidade _____ CEP _____

Curso _____

Ao nos escrever indique o código NE

Graduações básicas de R, S e T

Tabela 1

R	S	T
R1 — sinais ilegíveis	S1 — sinais perfeitamente legíveis	T1 — nota muito rouca e chilreada
R2 — sinais quase ilegíveis	S2 — sinais muito fracos	T2 — nota de CA muito grave, sem traços de musicalidade
R3 — copia-se com muita dificuldade	S3 — sinais fracos	T3 — nota de CA de tom grave, ligeiramente musical
R4 — copia-se com alguma dificuldade	S4 — sinais reguláveis	T4 — nota de CA de tom grave, moderadamente musical
R5 — sinais perfeitamente legíveis	S5 — sinais aceitáveis	T5 — nota de modulação musical
	S6 — sinais bons	T6 — nota modulada algo sibilante
	S7 — sinais moderadamente fortes	T7 — nota de CC com algum zumbido
	S8 — sinais fortes	T8 — nota de CC com um pouco de zumbido
	S9 — sinais extremamente fortes	T9 — nota de CC pura

CÓDIGO SINPO

Tabela 2

Valores	Intensidade do sinal	Efeito prejudicial de			Legibilidade geral
		Interferência	Ruído, estática	Perturbação de propagação	
		QRM	QRN	QSB	
5	excelente	nenhuma	nenhum	nenhuma	excelente
4	boa	ligeira	ligeiro	ligeira	boa
3	regular	moderada	moderado	moderada	regular
2	má	forte	forte	forte	má
1	audível apenas	extrema	extremo	extrema	péssima

CÓDIGO SINPFEMO

Tabela 3

Valores	Intensidade do sinal	Efeito prejudicial de			Desvanecimento	Modulação		
		Interferência	Ruído, estática	Perturbação de propagação		Qualidade	Profundidade	Qualificação geral
		QRM	QRN	QSB				QRK
5	excelente	nenhuma	nenhum	nenhuma	nenhum	excelente	máxima	excelente
4	boa	ligeira	ligeiro	ligeira	lento	boa	boa	boa
3	regular	moderada	moderado	moderada	moderado	regular	regular	regular
2	pouca	forte	forte	forte	rápido	má	nenhuma	má
1	apenas audível	extrema	extremo	extrema	muito rápido	muito má	continuamente sobremodulada	inutilizável

AGORA VOCÊ VAI CONHECER A OUTRA FACE DO CP 500

CP 500



A Prológica está lançando um micro que vale por dois: o CP 500 com face dupla.

Operando com dois drives e apenas dois disketes, o CP 500 pode armazenar até 700 Kbytes.

O segredo é a face dupla. Ela permite ao CP 500 ler dos dois lados do diskete e dobrar sua capacidade de memória.

O mais incrível é que ele custa 30% a menos do que qualquer configuração semelhante. E você ainda economiza dinheiro com a compra de disketes.

O CP 500 opera com até 16 dígitos, uma verdadeira mão na roda para quem quer soluções na área financeira.

Com ele você tem acesso ao Videotexto, ao Projeto Cirandão e a inúmeros bancos de dados existentes no País. Outra vantagem: você não precisa abrir mão dos softwares que você já possui.

Dê um pulo até o seu Revendedor Prológica e fique face a face com a dupla face do CP 500. Vale a pena.

CP 500 - 023D FACE DUPLA.

Filiada
à ABICOMP



PROLOGICA
microcomputadores

Av. Eng.º Luis Carlos Berrini, 1168 - SP